

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-154880  
(43)Date of publication of application : 08.06.1999

(51)Int.Cl. H04B 1/04  
H03F 1/32

(21)Application number : 10-224407 (71)Applicant : FUJITSU LTD  
(22)Date of filing : 07.08.1998 (72)Inventor : MIYASHITA TAKUMI

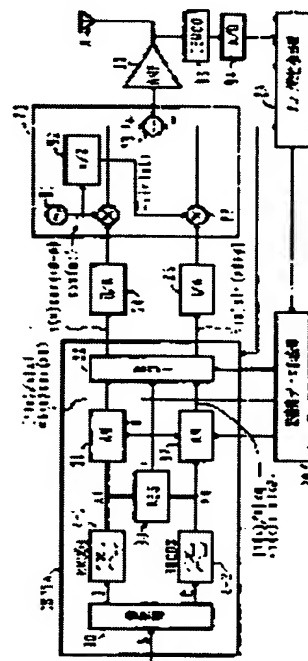
(30)Priority  
Priority number : 09241457 Priority date : 05.09.1997 Priority country : JP

(54) METHOD AND DEVICE FOR CORRECTING SIGNAL, DISTORTION COMPENSATING DEVICE, DISTORTION COMPENSATION DATA PREPARING DEVICE, AND TRANSMITTER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To easily and exactly perform pre-distortion and to further increase average transmission power.

SOLUTION: This device is provided with an absolute value calculating part 30 for calculating a size  $(x)$  of a vector  $(x_i, x_q)$  having an in-phase component  $x_i$  and a orthogonal component  $x_q$  filtered by a low-pass filter, pre-distortion parts 31 and 32 for multiplying both the components  $x_i$  and  $x_q$  by  $h(x)/x$  factor and phase pre- rotating part 22 for rotating the output vector of the pre-distortion part just by an angle  $\phi_h(x)$ . When an output amplitude, corresponding to an input amplitude  $(x)$  of a power amplifier is expressed as a function  $g(x)$ , a function  $h(x)/x$  is determined so that a function  $g[h(x)]$  is proportional to  $(x)$ . Alternatively, the pre-distortion function  $h(x)$  is approximated by a power expansion of the amplitude  $(x)$ , initial values are applied to these power expansion coefficients  $c_1$ - $c_n$ , and the coefficient  $c_1$ - $c_n$  are determined so as to almost minimize an absolute value  $\epsilon$  of the ratio of a secondary Fourier coefficient to the primary Fourier coefficient of the function  $g[h(x)]$ , when the amplitude  $(x)$  is defined as the amplitude of the mutual modulated wave of baseband signals at angular frequencies  $\omega_1$  and  $\omega_2$ .



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 19.12.2003  
[Date of sending the examiner's decision of rejection]  
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]  
[Date of final disposal for application]  
[Patent number]  
[Date of registration]  
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]  
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]  
[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-154880

(43) 公開日 平成11年(1999) 6月 8日

(51) Int. Cl. <sup>6</sup>

識別記号

F I

H04B 1/04

H04B 1/04

R

H03F 1/32

H03F 1/32

審査請求 未請求 請求項の数41 O L (全34頁)

(21) 出願番号 特願平10-224407

(22) 出願日 平成10年(1998) 8月 7日

(31) 優先権主張番号 特願平9-241457

(32) 優先日 平9(1997) 9月 5日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号

(72) 発明者 宮下 工

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号 富士通株式会社内

(74) 代理人 弁理士 松本 眞吉

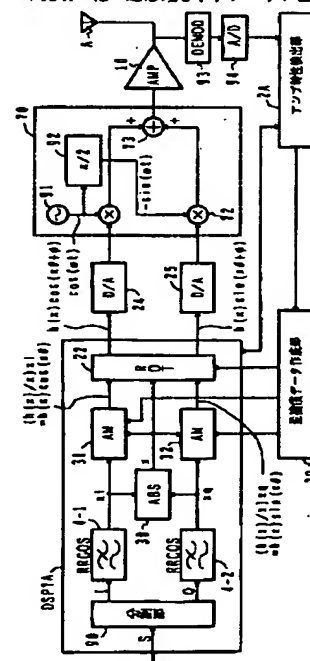
(54) 【発明の名称】 信号補正方法及び装置、歪補償装置、歪補償データ作成装置及び送信機

(57) 【要約】

【課題】 前置歪を容易かつ正確に行い、また、平均送信電力をより高くできるようにする。

【解決手段】 ローパスフィルタで濾波された同相成分  $x_i$  及び直交成分  $x_q$  のベクトル  $(x_i, x_q)$  の大きさ  $x$  を算出する絶対値算出部30と、 $x_i$  及び  $x_q$  をいずれも  $h(x)/x$  倍する前置歪部31及び32と、前置歪部の出力ベクトルを角度  $\phi(x)$  だけ回転させる前置位相回転部22とを備えている。パワーアンプの入力振幅  $x$  に対する出力振幅を関数  $g(x)$  で表したとき、関数  $g(h(x))$  が  $x$  に比例するように関数  $h(x)/x$  を決定する。或いは、前置歪み関数  $h(x)$  を振幅  $x$  のべき展開で近似し、そのべき展開係数  $c_1 \sim c_n$  に初期値を与え、振幅  $x$  が、角周波数  $\omega_1$  と  $\omega_2$  のベースバンド信号の相互変調波の振幅であるとし、関数  $g(h(x))$  の1次のフーリエ係数に対する2次のフーリエ係数の比の絶対値  $\epsilon$  が略極小になるように係数  $c_1 \sim c_n$  を決定する。

本発明の他の送信機を示すブロック図



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 高周波回路部の直線性歪みに関する歪み特性を予め評価する高周波回路歪み特性評価手段と、該歪み特性の評価結果に基づいて得られる歪み補正関数を所定の入力信号に施し、該入力信号を前記高周波回路部に供給して該高周波回路部の直線性歪みを補正するための入力信号処理部とを備えることを特徴とする信号補正装置。

【請求項2】 前記高周波回路部の前記歪み特性として、変数  $x$  を入力振幅とする抱絡線伝達関数  $g(x)$  を求め、前記歪み補正関数として、前記抱絡線伝達関数  $g(x)$  から、 $a$  を定数として  $ax = g(h(x))$  の関係が成立するように前記高周波回路部の振幅直線性歪みに対する振幅歪み補正関数  $h(x)$  を求めるか、または、前記抱絡線伝達関数  $g(x)$  から、 $c$  を定数として  $c = g(p(x))$  の関係が成立するように前記高周波回路部の位相直線性歪みに対する位相歪み補正関数  $p(x)$  を求める請求項1記載の信号補正装置。

【請求項3】 高周波回路部の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方に関する歪み特性を予め評価する高周波回路歪み特性評価手段と、該歪み特性の評価結果に基づいて得られる振幅歪み補正関数および位相歪み補正関数の少なくとも一方を所定の入力信号に施し、該入力信号を前記高周波回路部に供給して該高周波回路部の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方を補正するための入力信号処理部とを備えることを特徴とする信号補正装置。

【請求項4】 前記高周波回路部の前記歪み特性として、変数  $x$  を入力振幅とする抱絡線伝達関数  $g(x)$  を求め、該抱絡線伝達関数  $g(x)$  から、 $a$  を定数として  $ax = g(h(x))$  の関係が成立するように前記高周波回路部の振幅直線性歪みに対する振幅歪み補正関数  $h(x)$  を求めるか、または、前記抱絡線伝達関数  $g(x)$  から、 $c$  を定数として  $c = g(p(x))$  の関係が成立するように前記高周波回路部の位相直線性歪みに対する位相歪み補正関数  $p(x)$  を求める請求項3記載の信号補正装置。

【請求項5】 前記高周波回路部の前記歪み特性として、変数  $x$  を入力振幅とする抱絡線伝達関数  $g(x)$  を  $g(x) = a_0 + a_1 x + g'(x)$  のように近似し、ここに、 $a_0$  および  $a_1$  は任意の定数、また一方で  $g'(x)$  は任意の多項式であり、前記振幅歪み補正関数が、 $x \times (1 - g'(x) / g(x))$  のように表される請求項3記載の信号補正装置。

【請求項6】 前記の定数  $a_0$  を  $a_0 = 0$  とする請求項5記載の信号補正装置。

【請求項7】 前記抱絡線伝達関数  $g(x) = a_0 + a_1 x + g'(x)$  の多項式  $g'(x)$  が、 $g'(x) =$

$\sum_{i=1}^N a_i x^i$  のように表され、ここに、 $i$  および  $N$  は2以上の正の整数であり、 $a_i$  は任意の定数である請求項5記載の信号補正装置。

【請求項8】 前記多項式  $g'(x) = \sum_{i=1}^N a_i x^i$  の中で、奇数次の項のみを用いる請求項7記載の信号補正装置。

【請求項9】 前記位相歪み補正関数  $p(x)$  が、 $p(x) = -g(x)$  のように表される請求項3記載の信号補正装置。

【請求項10】 前記入力信号が、前記歪み特性の評価結果に基づいて設定されたローパスフィルタを通過したローパス信号であり、該ローパス信号に対する前記位相歪み補正関数  $p(x)$  の周波数を上昇させることによって、前記高周波回路部の位相直線性歪みを補正するための中間周波数または高周波数の信号を得る請求項4記載の信号補正装置。

【請求項11】 前記入力信号に対する前記位相歪み補正関数  $p(x)$  の周波数を、ディジタル変調により上昇させる場合、前記入力信号として、ルート・ナイキスト特性を有する送信フィルタを通過した信号を用いる請求項4記載の信号補正装置。

【請求項12】 前記入力信号に対する位相歪み補正関数  $p(x)$  の周波数を、直交変調により上昇させる場合、前記入力信号として、前記歪み特性の評価結果に基づいて設定されたルート・ナイキスト特性を有するローパスフィルタを通過した複素数信号の実部信号および虚部信号を用いる請求項4記載の信号補正装置。

【請求項13】 前記入力信号が、前記歪み特性の評価結果に基づいて設定されたローパスフィルタを通過したローパス信号であり、該ローパス信号の周波数を上昇させた後に、前記高周波回路部内の第1の増幅器に入力し、該ローパス信号と実質的に同じローパス信号に対する前記位相歪み補正関数の周波数を上昇させた後に、前記高周波回路部内の第2の増幅器に入力し、前記第1の増幅器および前記第2の増幅器の出力信号を加算することによって、前記振幅直線性歪みの小さな出力信号を得る請求項3記載の信号補正装置。

【請求項14】 前記第2の増幅器が、実質的に無歪みであり、前記第1の増幅器の前記位相直線性歪みのみを補正する請求項13記載の信号補正装置。

【請求項15】 前記第1の増幅器の前記位相直線性歪みを補正すると共に、前記第2の増幅器の前記位相直線性歪みを補正する請求項13記載の信号補正装置。

【請求項16】 前記入力信号が、前記歪み特性の評価結果に基づいて設定されたローパスフィルタを通過したローパス信号であり、該ローパス信号の周波数を上昇させた後に、前記高周波回路部内の第1の増幅器に入力し、該ローパス信号と実質的に同じローパス信号に対する前記振幅歪み補正関数の周波数を上昇させた後に、前記高周波回路部内の第2の増幅器に入力し、前記第1の

増幅器および前記第 2 の増幅器の出力信号を加算することによって、前記振幅直線性歪みの小さな出力信号を得る請求項 3 記載の信号補正装置。

【請求項 1 7】 前記第 2 の増幅器が、実質的に無歪みであり、前記第 1 の増幅器の前記振幅直線性歪みのみを補正する請求項 1 6 記載の信号補正装置。

【請求項 1 8】 前記第 1 の増幅器の前記振幅直線性歪みを補正すると共に、前記第 2 の増幅器の前記振幅直線性歪みを補正する請求項 1 6 記載の信号補正装置。

【請求項 1 9】 前記入力信号が、前記歪み特性の評価結果に基づいて設定されたローパスフィルタを通過したローパス信号であり、該ローパス信号に対する前記振幅歪み補正関数を求め、該振幅歪み補正関数の位相歪み補正関数の周波数を上昇させることによって、前記高周波回路部の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みを補正するための中間周波数または高周波数の信号を得る請求項 3 記載の信号補正装置。

【請求項 2 0】 前記抱絡線伝達関数  $g(x)$  が、表関数を含む任意の関数であり、前記振幅歪み補正関数  $h(x)$  および前記位相歪み補正関数  $p(x)$  の少なくとも一方が、多項級数からなる展開式であり、該展開式の各次の係数を求めることによって、前記振幅歪み補正関数  $h(x)$  および前記位相歪み補正関数  $p(x)$  の少なくとも一方を得る請求項 4 記載の信号補正装置。

【請求項 2 1】 前記振幅歪み補正関数  $h(x)$  および前記位相歪み補正関数  $p(x)$  の少なくとも一方が固定されている請求項 4 記載の信号補正装置。

【請求項 2 2】 前記高周波回路部が複数設けられる場合、前記振幅歪み補正関数  $h(x)$  および前記位相歪み補正関数  $p(x)$  の少なくとも一方が、個々の前記高周波回路部毎、または該高周波回路部の製造条件が類似の集団毎に固定されている請求項 4 記載の信号補正装置。

【請求項 2 3】 前記高周波回路部の動作中に、間欠的にまたは常時、前記抱絡線伝達関数  $g(x)$  を測定し、該記抱絡線伝達関数  $g(x)$  の測定結果に応じて前記振幅歪み補正関数  $h(x)$  および前記位相歪み補正関数  $p(x)$  の少なくとも一方を変更する請求項 4 記載の信号補正装置。

【請求項 2 4】 高周波回路部の直線性歪みに関する歪み特性を予め評価する高周波回路歪み特性評価手段と、該歪み特性の評価結果に基づいて得られる歪み補正関数を所定の入力信号に施し、該入力信号を前記高周波回路部に供給して該高周波回路部の直線性歪みを補正するための入力信号処理部とを有する信号補正装置を備えた送信器において、前記高周波回路部から、前記直線性歪みが補正された特定の周波数帯域の信号を送信するように構成されることを特徴とする送信器。

【請求項 2 5】 高周波回路部の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方に関する歪み特性を予

め評価する高周波回路歪み特性評価手段と、

該歪み特性の評価結果に基づいて得られる振幅歪み補正関数および位相歪み補正関数の少なくとも一方を所定の入力信号に施し、該入力信号を前記高周波回路部に供給して前記高周波回路部の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方を補正するための入力信号処理部とを有する信号補正装置を備えた送信器において、前記高周波回路部から、前記振幅直線性歪みおよび前記位相直線性歪みの少なくとも一方が補正された特定の周波数帯域の信号を送信するように構成されることを特徴とする送信器。

【請求項 2 6】 狭帯域増幅器の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方に関する歪み特性を予め評価する高周波回路歪み特性評価手段と、

前記歪み特性の評価結果に基づいて設定されたデジタルフィルタにより所定のローパス特性を持たせたローパス信号を入力信号とし、前記狭帯域増幅器の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方を補正するために、前記歪み特性に応じた歪み成分を前記入力信号に付与する入力信号処理部とを有する信号補正装置を備えた送信器において、前記歪み成分が付与された前記入力信号に搬送波を乗じてデジタル変調を行ってから該入力信号を前記狭帯域増幅器に供給し、該狭帯域増幅器から、前記振幅直線性歪みおよび前記位相直線性歪みの少なくとも一方が補正された特定の周波数帯域の信号を送信するように構成されることを特徴とする送信器。

【請求項 2 7】 狭帯域増幅器の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方に関する歪み特性を予め評価する高周波回路歪み特性評価手段と、

前記歪み特性の評価結果に基づいて設定されたローパスフィルタにより所定のローパス特性を持たせた複素数信号の実部信号および虚部信号を入力信号とし、前記狭帯域増幅器の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方を補正するために、前記歪み特性に応じた前記実部信号および前記虚部信号の絶対値または自乗和の関数を含む歪み成分を前記入力信号に付与する入力信号処理部とを有する信号補正装置を備えた送信器において、

前記歪み成分が付与された前記入力信号に対しデジタル直交変調を行ってから該入力信号を前記狭帯域増幅器に供給し、該狭帯域増幅器から、前記振幅直線性歪みおよび前記位相直線性歪みの少なくとも一方が補正された特定の周波数帯域の信号を送信するように構成されることを特徴とする送信器。

【請求項 2 8】 高周波回路部の直線性歪みに関する歪み特性を予め評価し、

該歪み特性の評価結果に基づいて得られる歪み補正関数を所定の入力信号に施し、

前記高周波回路部の直線性歪みを補正するために、該歪

20

30

40

50

み補正関数が施された入力信号を前記高周波回路部に供給することを特徴とする信号補正方法。

【請求項29】 高周波回路部の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方に関する歪み特性を予め評価し、

該歪み特性の評価結果に基づいて得られる振幅歪み補正関数および位相歪み補正関数の少なくとも一方を所定の入力信号に施し、

前記高周波回路部の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方を補正するために、該振幅歪み補正関数および該位相歪み補正関数の少なくとも一方が施された入力信号を前記高周波回路部に供給することを特徴とする信号補正方法。

【請求項30】 ローパスフィルタで濾波された同相成分 $x_i$ 及び直交成分 $x_q$ が供給され、後流側のパワーアンプの非線形性を改善するために該同相成分及び該直交成分を予め歪ませる歪補償装置において、

ベクトル $(x_i, x_q)$ の大きさ $x$ を算出する絶対値算出部と、

予め定められた前置歪関数 $h(x)$ を該大きさ $x$ で除したと関数 $h(x)/x$ 又はその参照テーブルを用い、ローパスフィルタの出力 $x_i$ 及び $x_q$ をいずれも $h(x)/x$ 倍する前置歪部と、

を有することを特徴とする歪補償装置。

【請求項31】 予め定められた関数 $\phi(x)$ 又はその参照テーブルを用い、上記ベクトル $(x_i, x_q)$ 又は上記前置歪部で生成されたベクトル $((h/x)x_i, (h/x)x_q)$ を、角度 $\phi(x)$ だけ回転させる前置位相回転部をさらに有することを特徴とする請求項30記載の歪補償装置。

【請求項32】 請求項30又は31記載の歪補償装置の機能をプログラムで実現していることを特徴とするデジタルシグナルプロセッサ。

【請求項33】 請求項30又は31記載の歪補償装置と、

該歪補償装置を通った該同相成分及び該直交成分で搬送波を直交変調する直交変調回路と、

該直交変調回路からの直交変調波を増幅するパワーアンプと、

を有することを特徴とする送信機。

【請求項34】 上記パワーアンプの入力振幅に対する出力振幅の関係を検出するアンプ特性検出部と、該関係に基づいて、上記関数 $h(x)/x$ 又はその上記参照テーブルを決定する歪補償データ作成部と、を有することを特徴とする請求項33記載の送信機。

【請求項35】 上記歪補償データ作成部は、上記パワーアンプの入力振幅 $x$ に対する出力振幅を関数 $g(x)$ で表したとき、関数 $g(h(x))$ が $x$ に比例するように上記関数 $h(x)/x$ 又はその上記参照テーブルを決定することを特徴とする請求項34記載の送信機。

【請求項36】 上記歪補償データ作成部は、

上記パワーアンプの入力振幅 $x$ に対する出力振幅を関数 $g(x)$ で表したとき、上記前置歪関数 $h(x)$ を該振幅 $x$ のべき展開で近似し、そのべき展開係数 $c_1 \sim c_n$ に初期値を与え、該振幅 $x$ が、角周波数 $\omega_1$ と $\omega_2$ のベースバンド信号の相互変調波の振幅であるとし、関数 $g(h(x))$ の1次のフーリエ係数に対する2次のフーリエ係数の比の絶対値 $\epsilon$ が略極小になるように該前置歪関数 $h(x)$ のべき展開係数 $c_1 \sim c_n$ を決定するプロセッサを有することを特徴とする請求項34記載の送信機。

【請求項37】 上記歪補償データ作成部は、上記パワーアンプの入力振幅の最大値に応じて、上記相互変調波の振幅の振幅を決定することを特徴とする請求項36記載の送信機。

【請求項38】 上記比 $\epsilon$ を算出し最急降下法で上記係数 $c_1 \sim c_n$ を変化させるステップを、該比 $\epsilon$ の変化が所定値より小さくなるまで繰り返す、ことを特徴とする請求項36又は37記載の送信機。

【請求項39】 上記アンプ特性検出部はさらに、上記パワーアンプの入力振幅が $x$ の時の入力に対する出力の位相のずれを検出し、

上記歪補償データ作成部はさらに、該位相のずれを表す関数 $\phi(x)$ 又はその上記参照テーブルを決定する、ことを特徴とする請求項35乃至38のいずれか1つに記載の送信機。

【請求項40】 パワーアンプの非線形性を改善するために該パワーアンプの上流側の信号の振幅 $x$ を前置歪関数 $h(x)$ の値に予め歪ませる歪補償装置に用いられ、該パワーアンプの入力振幅 $x$ に対する出力振幅を関数 $g(x)$ で表したとき、前置歪関数 $h(x)$ を該振幅 $x$ のべき展開で近似し、そのべき展開係数 $c_1 \sim c_n$ に初期値を与え、該振幅 $x$ が、角周波数 $\omega_1$ と $\omega_2$ のベースバンド信号の相互変調波の振幅であるとし、関数 $g(h(x))$ の1次のフーリエ係数に対する2次のフーリエ係数の比の絶対値 $\epsilon$ が略極小になるように該前置歪関数 $h(x)$ のべき展開係数 $c_1 \sim c_n$ を決定する、

プロセッサ(2B)を有することを特徴とする歪補償データ作成装置。

【請求項41】 上記パワーアンプの入力振幅の最大値に応じて、上記相互変調波の振幅の振幅を決定することを特徴とする請求項40記載の歪補償データ作成装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、送信機に用いられる信号補正方法及び装置、歪補償装置、歪補償データ作成装置及び送信機に関する。さらに詳しくいえば、本発明は、LAN (Local area network) およびTVオンディマンド等の通信システムや、基地局および移動局間の

通信システムにおいて、携帯電話や携帯情報機器や情報端末を使用して各種の通信を行う場合に、各々の通信チャネルに対する隣接チャネルからの漏洩電力を最小限に抑えるために、上記携帯電話の送信器等に使用される高周波回路の振幅直線性歪みや位相直線性歪み等を補正して良好な直線性を確保するための一手法について言及するものである。

#### 【 0 0 0 2 】

【従来の技術】携帯電話の送信器等に使用される高周波回路においては、各通信チャネルの占有周波数帯域幅や送信電力をできる限り節減することが要求される。このため、各通信チャネルの占有周波数帯域幅に余裕を持たせることが難しくなり、各通信チャネルに対し、送信器内の高周波回路の直線性歪みによってもスペクトルがあまり広がらないような狭帯域幅の信号伝送を行うことが必要になる。増幅器等を含む高周波回路が直線性の良い範囲にて動作できる十分な電力を供給するために、特に良好な直線性を確保する必要性の高いマイクロ波増幅器のような高周波用の増幅器では、代表的に、フィードフォワード方式を利用して増幅器そのものの直線性歪みに

関する歪み特性を補正する試みが行われている。

【 0 0 0 3 】図 3 0 は、上記のフィードフォワード方式を利用した従来の信号補正装置の一例を示す回路ブロック図である。ただし、ここでは、入力信号  $S_{in}$  に対する出力信号  $S_{out}$  の直線性歪みに関する歪み特性を補正するために、この歪み特性補正の対象とする高周波用の主増幅器 1 3 0 に取り付けられる信号補正装置の回路構成を簡略化して示すこととする。

【 0 0 0 4 】図 3 0 に示す信号補正装置においては、主増幅器 1 3 0 と実質的に同じ歪み特性を有し、かつ、消費電力の少ない第 1 のフィードフォワード用増幅器 1 0 0 を用意すると共に、この第 1 のフィードフォワード用増幅器 1 0 0 により発生する誤差信号をほぼ完全に打ち消すために、第 2 のフィードフォワード用増幅器 1 1 0 および第 3 のフィードフォワード用増幅器 1 3 0 が設けられている。

【 0 0 0 5 】さらに詳しく説明すると、図 3 0 の信号補正装置では、第 1 のフィードフォワード用増幅器 1 0 0 により、主増幅器 1 3 0 にて発生するであろう直線性歪みに対応する歪み信号を意図的に生成し、この第 1 のフィードフォワード用増幅器 1 0 0 から出力される歪み信号を第 1 の減衰部 3 1 0 により適度に減衰させている。さらに、入力信号  $S_{in}$  を第 1 の遅延部 2 1 0 により遅延させた遅延入力信号と、第 1 の減衰部 3 1 0 により減衰させた歪み信号との差分を取り、第 2 のフィードフォワード用増幅器 1 1 0 により増幅している。

【 0 0 0 6 】さらにまた、第 2 のフィードフォワード用増幅器 1 1 0 から出力される信号を第 2 の減衰部 3 2 0 により適度に減衰させた後に、上記誤差信号をほぼ完全に打ち消すために、入力信号  $S_{in}$  を第 2 の遅延部 2 2

0 により遅延させた遅延入力信号と、上記第 2 の減衰部 3 2 0 から出力される歪み信号との差分を取っている。最終的に、この差分を第 3 のフィードフォワード用増幅器 1 2 0 により増幅し、この第 3 のフィードフォワード用増幅器 1 2 0 から出力される信号を主増幅器 1 3 0 に供給するようにしている。

【 0 0 0 7 】ただし、この場合、主増幅器の歪み特性とフィードフォワード用増幅器の歪み特性とが全く同じであることはあり得ないため、フィードフォワード用増幅器により発生する誤差信号をほぼ完全に打ち消すための回路設計条件や回路構成が複雑になる。

#### 【 0 0 0 8 】

【発明が解決しようとする課題】最近では、携帯電話や携帯情報機器等の使用数が大幅に増加して空間電磁波の周波数の高密度化が進んでいるために、各通信チャネルの占有周波数帯域がますます制限される傾向にある。さらに、最近では、高速・大容量通信を実現するために比較的広帯域幅の通信チャネルを使用する傾向にある。このため、各通信チャネルを伝送する信号のスペクトル幅が拡大すると共に、各通信チャネルにて発生する相互変調波が増大していく。さらにまた、各通信チャネルに対する隣接チャネルからの妨害の可能性も増大していく。

【 0 0 0 9 】このような状況下においても、携帯電話や携帯情報機器の送信器等に対しては、低消費電力化を維持することが必要であると共に、受信電力を常に必要最小限になるように送信電力を制御するための送信出力のダイナミックレンジを確保することが必要である。上記のような携帯電話や携帯情報機器等に関する最近の傾向を考慮に入れた場合、前述のフィードフォワード方式を利用した従来の信号補正方法を実行しても、フィードフォワード用増幅器により発生する誤差信号をほぼ完全に打ち消すための回路設計条件や回路構成がますます複雑になると共に、歪み特性補正のための回路規模が莫大なものになり、そのための消費電力が大幅に増大するという問題が生じてくる。

【 0 0 1 0 】なお、従来の高周波回路の歪み特性補正方法としては、上記のようなフィードフォワード方式を利用した歪み特性補正方法の他に、次の 3 つの方法が挙げられる。

#### 40. (1) リニアライザ (Linearizer) を利用した方法

高周波回路の直線性を改善するために、歪み特性補正の対象とする増幅器の直線性歪みを、ダイオード等の非直線特性を持つ非直線性素子を用いて相殺する。ただし、このような非直線性素子からなる回路と、歪み特性補正対象の増幅器からなる回路とを全く同じ特性にすることは技術的に難しいために、回路動作条件の変化、および非直線性素子特性のばらつきを考慮した無調整回路の設計には高度な技術が必要になる。

#### 50. 【 0 0 1 1 】 (2) カルテシアン・フィードバック (Cartesian feedback) を利用した方法

歪み特性補正の対象とする増幅器の出力信号を直交復調してベースバンド信号にフィードバックすることにより、増幅器の直線性を改善する。この場合、回路構成がやや複雑になる。

### (3) 学習機能を備えた 2 次元の係数テーブルと予測器とを利用した方法

増幅器の直線性歪みを検出して 2 次元の係数テーブルを補正しながら、予測器を構成するデジタル・シグナル・プロセッサ（以後、DSP と略記する）によりベースバンド信号にプリディストーション (Predistortion) を付与することによって、ベースバンド信号の補正を行う。このような 2 次元の係数テーブル等を利用した方法は、例えば、キミング レン (Qiming Ren)、およびインゴ ウルフ (Ingo Wolff) による先行技術資料「リニアライズ用送信器のデジタルマッピング・プリディストータの改良 ("Improvement of digital mapping predistorters for linearizing transmitters")」(IEEE MTT-S opening forum 2, pp. 0-7803-4603-6 of 2-52 in CDROM, June 1997) に開示されている。この先行技術資料では、隣接チャネル漏洩電力 ACP (Adjacent channel power) を 4.5 dB 以上改善した例が報告されている。この場合、増幅器の直線性歪みを高精度にて補正するために、2 次元の係数テーブルのメモリ容量が比較的大きくなると共に、DSP による計算量が多くなって消費電力が増大する。

【0012】すなわち、上記のような従来の高周波回路の歪み特性補正方法のいずれにおいても、前述のような問題が依然として残ることになる。本発明は上記問題点に鑑みてなされたものであり、携帯電話や携帯情報機器や情報端末を使用して各種の通信を行う場合に、低消費電力化を維持した状態でかつ従来よりも簡単な回路構成でもって、増幅器等を含む高周波回路の直線性歪みを確実に抑制して各通信チャネルに対する隣接チャネルからの漏洩電力を最小限に抑えることが可能な信号補正装置、このような信号補正装置を備えた送信器、および上記のような信号補正装置により実行される信号補正方法を提供することを目的とするものである。

【0013】本発明の他の目的は、前置歪を容易かつ正確に行うことができる信号補正方法及び装置、歪補償装置、歪補償データ作成装置及び送信機を提供することにある。

### 【0014】

【課題を解決するための手段】図 1 は、本発明の原理構成を示すブロック図である。ここでは、高周波用の増幅器等を含む高周波回路部 1 からなる高周波回路において、入力信号  $S_{in}$  に対する出力信号  $S_{out}$  の直線性歪みに関する歪み特性を補正する場合の原理構成について述べる。

【0015】図 1 に示すように、本発明の信号補正装置は、高周波回路部 1 の直線性歪みに関する歪み特性を予

め評価する高周波回路歪み特性評価手段 2 と、この歪み特性の評価結果に基づいて得られる歪み補正関数を所定の入力信号に施し、上記歪み補正関数が施された入力信号  $S_{in'}$  を上記高周波回路部に供給して上記高周波回路部の直線性歪みを補正するための入力信号処理部 3 とを備える。

【0016】好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記高周波回路部の歪み特性として、変数  $x$  を入力振幅とする抱絡線伝達関数  $g(x)$  を求め、上記歪み補正関数として、上記抱絡線伝達関数  $g(x)$  から、 $a$  を定数として  $ax = g(h(x))$  の関係が成立するように上記高周波回路部の振幅直線性歪みに対する振幅歪み補正関数  $h(x)$  を求めるか、または、上記抱絡線伝達関数  $g(x)$  から、 $c$  を定数として  $c = g(p(x))$  の関係が成立するように上記高周波回路部の位相直線性歪みに対する位相歪み補正関数  $p(x)$  を求めるようになっている。

【0017】さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置は、高周波回路部の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方に関する歪み特性を予め評価する高周波回路歪み特性評価手段と、この歪み特性の評価結果に基づいて得られる振幅歪み補正関数および位相歪み補正関数の少なくとも一方を所定の入力信号に施し、この入力信号を上記高周波回路部に供給して上記高周波回路部の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方を補正するための入力信号処理部とを備える。

【0018】さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記高周波回路部の上記歪み特性として、変数  $x$  を入力振幅とする抱絡線伝達関数  $g(x)$  を求め、この抱絡線伝達関数  $g(x)$  から、 $a$  を定数として  $ax = g(h(x))$  の関係が成立するように上記高周波回路部の振幅直線性歪みに対する振幅歪み補正関数  $h(x)$  を求めるか、または、上記抱絡線伝達関数  $g(x)$  から、 $c$  を定数として  $c = g(p(x))$  の関係が成立するように上記高周波回路部の位相直線性歪みに対する位相歪み補正関数  $p(x)$  を求めるようになっている。

【0019】さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記高周波回路部の歪み特性として、変数  $x$  を入力振幅とする抱絡線伝達関数  $g(x)$  を  $g(x) = a_0 + a_1 x + g'(x)$  のように近似し、ここに、 $a_0$ 、および  $a_1$  は任意の定数、また一方で  $g'(x)$  は任意の多項式であり、上記振幅歪み補正関数が、 $x \times (1 - g'(x) / g(x))$  のように表される。

【0020】さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記の定数  $a_0$  を  $a_0 = 0$  として定めるようになっている。さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記抱絡線伝達関数  $g(x) = a_0 + a_1 x + g'(x)$  の多項式  $g'(x)$  が、 $g'$



$(x) = \sum_{i=1}^N a_i x^i$  のように表され、ここに、 $i$  および  $N$  は 2 以上の正の整数であり、 $a_i$  は任意の定数である。

【0021】さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記多項式  $g'(x) = \sum_{i=1}^N a_i x^i$  の中で、奇数次の項のみを用いるようになっている。さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記位相歪み補正関数  $p(x)$  が、 $p(x) = -g(x)$  のように表される。さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記入力信号が、上記歪み特性の評価結果に基づいて設定されたローパスフィルタを通過したローパス信号であり、このローパス信号に対する上記位相歪み補正関数  $p(x)$  の周波数を上昇させることによって、上記高周波回路部の位相直線性歪みを補正するための中間周波数または高周波数の信号を得ようになっている。

【0022】さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記入力信号に対する上記位相歪み補正関数  $p(x)$  の周波数を、ディジタル変調により上昇させる場合、上記入力信号として、ルート・ナイキスト特性を有する送信フィルタを通過した信号を用いるようになっている。さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記入力信号に対する位相歪み補正関数  $p(x)$  の周波数を、直交変調により上昇させる場合、上記入力信号として、上記歪み特性の評価結果に基づいて設定されたルート・ナイキスト特性を有するローパスフィルタを通過した複素数信号の実部信号および虚部信号を用いるようになっている。

【0023】さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記入力信号が、上記歪み特性の評価結果に基づいて設定されたローパスフィルタを通過したローパス信号であり、このローパス信号の周波数を上昇させた後に、上記高周波回路部内の第 1 の増幅器に入力し、このローパス信号と実質的に同じローパス信号に対する上記位相歪み補正関数の周波数を上昇させた後に、上記高周波回路部内の第 2 の増幅器に入力し、上記第 1 の増幅器および上記第 2 の増幅器の出力信号を加算することによって、上記振幅直線性歪みの小さな出力信号を得ようになっている。

【0024】さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記第 2 の増幅器が、実質的に無歪みであり、上記第 1 の増幅器の上記位相直線性歪みのみを補正しようになっている。さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記第 1 の増幅器の上記位相直線性歪みを補正すると共に、上記第 2 の増幅器の上記位相直線性歪みを補正しようになっている。

【0025】さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記入力信号が、上記歪み特性の評価結果に基づいて設定されたローパスフィルタを通過したローパス信号であり、このローパス信号の周波数を上昇さ

せた後に、上記高周波回路部内の第 1 の増幅器に入力し、このローパス信号と実質的に同じローパス信号に対する上記振幅歪み補正関数の周波数を上昇させた後に、上記高周波回路部内の第 2 の増幅器に入力し、上記第 1 の増幅器および上記第 2 の増幅器の出力信号を加算することによって、上記振幅直線性歪みの小さな出力信号を得ようになっている。

【0026】さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記第 2 の増幅器が、実質的に無歪みであり、上記第 1 の増幅器の上記振幅直線性歪みのみを補正しようになっている。さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記第 1 の増幅器の上記振幅直線性歪みを補正すると共に、上記第 2 の増幅器の上記振幅直線性歪みを補正しようになっている。

【0027】さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記入力信号が、上記歪み特性の評価結果に基づいて設定されたローパスフィルタを通過したローパス信号であり、このローパス信号に対する上記振幅歪み補正関数を求め、この振幅歪み補正関数の位相歪み補正関数の周波数を上昇させることによって、上記高周波回路部の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みを補正するための中間周波数または高周波数の信号を得ようになっている。

【0028】さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記抱絡線伝達関数  $g(x)$  が、表関数を含む任意の関数であり、上記振幅歪み補正関数  $h(x)$  および上記位相歪み補正関数  $p(x)$  の少なくとも一方が、多項級数からなる展開式であり、この展開式の各次の係数を求めることによって、上記振幅歪み補正関数  $h(x)$  および上記位相歪み補正関数  $p(x)$  の少なくとも一方を得ようになっている。

【0029】さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記振幅歪み補正関数  $h(x)$  および上記位相歪み補正関数  $p(x)$  の少なくとも一方が固定されている。さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記高周波回路部が複数設けられる場合、上記振幅歪み補正関数  $h(x)$  および上記位相歪み補正関数  $p(x)$  の少なくとも一方が、個々の上記高周波回路部毎、または上記高周波回路部の製造条件が類似の集団毎に固定されている。

【0030】さらに、好ましくは、本発明の信号補正装置においては、上記高周波回路部の動作中に、間欠的にまたは常時、上記抱絡線伝達関数  $g(x)$  を測定し、この抱絡線伝達関数  $g(x)$  の測定結果に応じて上記振幅歪み補正関数  $h(x)$  および上記位相歪み補正関数  $p(x)$  の少なくとも一方を変更しようになっている。

【0031】また一方で、本発明は、高周波回路部の直線性歪みに関する歪み特性を予め評価する高周波回路歪み特性評価手段と、この歪み特性の評価結果に基づいて得られる歪み補正関数を所定の入力信号に施し、この入



力信号を上記高周波回路部に供給して上記高周波回路部の直線性歪みを補正するための入力信号処理部とを有する信号補正装置を備え、上記高周波回路部から、上記直線性歪みが補正された特定の周波数帯域の信号を送信するように構成される送信器を提供する。

【0032】さらに、本発明は、高周波回路部の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方に関する歪み特性を予め評価する高周波回路歪み特性評価手段と、この歪み特性の評価結果に基づいて得られる振幅歪み補正関数および位相歪み補正関数の少なくとも一方を所定の入力信号に施し、この入力信号を上記高周波回路部に供給して上記高周波回路部の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方を補正するための入力信号処理部とを有する信号補正装置を備え、上記高周波回路部から、上記振幅直線性歪みおよび上記位相直線性歪みの少なくとも一方が補正された特定の周波数帯域の信号を送信するように構成される送信器を提供する。

【0033】好ましくは、本発明は、狭帯域増幅器の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方に関する歪み特性を予め評価する高周波回路歪み特性評価手段と、上記歪み特性の評価結果に基づいて設定されたデジタルフィルタにより所定のローパス特性を持たせたローパス信号を入力信号とし、上記狭帯域増幅器の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方を補正するために、上記歪み特性に応じた歪み成分を上記入力信号に付与する入力信号処理部とを有する信号補正装置を備え、上記歪み成分が付与された上記入力信号に搬送波（キャリア）を乗じてデジタル変調を行ってから上記入力信号を上記狭帯域増幅器に供給し、この狭帯域増幅器から、上記振幅直線性歪みおよび上記位相直線性歪みの少なくとも一方が補正された特定の周波数帯域の信号を送信するように構成される送信器を提供する。

【0034】さらに、好ましくは、本発明は、狭帯域増幅器の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方に関する歪み特性を予め評価する高周波回路歪み特性評価手段と、上記歪み特性の評価結果に基づいて設定されたローパスフィルタにより所定のローパス特性を持たせた複素数信号の実部信号および虚部信号を入力信

$$g(x) = \sum_{i=1}^N a_i x^i$$

【0038】のように近似して表すことができる。ここで、Nは2以上の整数とする。さらに詳しく説明すると、本発明の信号補正装置等を実現するための第1の信号補正方式は、上記の〔数1〕の多項式（1）により表される非直線性の歪み成分、すなわち、2次またはそれ以降の項を高周波回路の出力信号から差し引くものである。具体的な実現方法として、上記歪み成分のみの周波

号とし、上記狭帯域増幅器の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方を補正するために、上記歪み特性に応じた上記実部信号および上記虚部信号の絶対値または自乗和の関数を含む歪み成分を上記入力信号に付与する入力信号処理部とを有する信号補正装置を備え、上記歪み成分が付与された上記入力信号に対しデジタル直交変調を行ってから上記入力信号を上記狭帯域増幅器に供給し、この狭帯域増幅器から、上記振幅直線性歪みおよび上記位相直線性歪みの少なくとも一方が補正された特定の周波数帯域の信号を送信するように構成される送信器を提供する。

【0035】また一方で、本発明の信号補正方法は、高周波回路部の直線性歪みに関する歪み特性を予め評価し、この歪み特性の評価結果に基づいて得られる歪み補正関数を所定の入力信号に施し、上記高周波回路部の直線性歪みを補正するために、上記歪み補正関数が施された入力信号を上記高周波回路部に供給する。さらに、本発明の信号補正方法は、高周波回路部の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方に関する歪み特性を予め評価し、この歪み特性の評価結果に基づいて得られる振幅歪み補正関数および位相歪み補正関数の少なくとも一方を所定の入力信号に施し、上記高周波回路部の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方を補正するために、上記振幅歪み補正関数および上記位相歪み補正関数の少なくとも一方が施された入力信号を上記高周波回路部に供給する。

【0036】本発明の信号補正装置、このような信号補正装置を備えた送信器、および信号補正方法によれば、高周波回路部1からなる高周波回路の歪み特性の評価結果に基づいて、高周波回路歪み特性評価手段2により設定されたローパスフィルタ等を使用することにより、高周波回路の振幅歪み補正関数または位相歪み補正関数を容易に生成することができる。例えば、高周波回路の振幅直線性歪みに関する歪み特性を表し、かつ、変数xを入力振幅とする抱絡線伝達関数g(x)は、

【0037】

〔数1〕

( 1 )

数を上昇させ（すなわち、up-convertする）、必要な場合は、歪み特性補正の対象とする主増幅器とは別の増幅器を通してから、上記歪み成分を主増幅器の出力信号から差し引くようにした方法が挙げられる。

【0039】また一方で、本発明の信号補正装置等を実現するための第2の信号補正方式は、ある入力信号の関数をh(x)（すなわち、振幅歪み補正関数）とし、上

記の〔数 1〕の多項式 (1) により表される関数  $g(h(x))$  が所定の歪み特性に収まるように振幅歪み補正関数  $h(x)$  を求めるものである。ここで、「所定の歪み特性に収まるように  $h(x)$  を求める」とは、最終的には、例えば隣接チャネル漏洩電力 ACP が問題になる場合に  $g(h(x))$  を用いた隣接チャネル漏洩電力 ACP のシミュレーションを行い、隣接チャネル漏洩電力 ACP が最小になる  $h(x)$  の近似式を求めることを意味するか、あるいは、 $b(x)$  を目標の直線関係として、 $b(x) - g(h(x))$  が最小となる (すなわち、最小に近づくように)  $h(x)$  を求めることを意味する。ここで、 $b(x)$  は適宜変更することが可能である。上記の振幅歪み補正関数  $h(x)$  は、高周波回路の歪み特性を補正するために入力信号を予め歪ませておく機能を有しているので、プリディストーション振幅関数ともよばれる。

【0040】この場合、隣接チャネル漏洩電力 ACP のシミュレーションには、ハーモニク・バランス (Harmonic-balance) 法、ボルテラ (Volterra) 級数による周波数領域のモデル、またはタイムドメイン・シミュレーション (Time domain simulation) が使用可能である。振幅歪み補正関数  $h(x)$  の近似値を求めるには、最小平均自乗 (LMS: Least mean square) 法に基づく最急降下法、またはデルタルール (Delta rule) を使用するほうが便利である。

【0041】要約すれば、本発明では、簡単な回路により生成されるローパス信号等により高周波回路の直線性歪みに関する歪み特性を再現できる点を旨く利用し、従来よりも高周波回路部分が少なくかつ調整部分も少ない信号補正回路を用いて上記歪み特性に基づいた歪み補正関数を求めるようにしている。それゆえに、携帯電話や携帯情報機器や情報端末を使用して各種の通信を行う場合に、低消費電力化を維持した状態でかつ従来よりもはるかに簡単な回路構成でもって、高周波回路の直線性歪みを確実に抑制して各通信チャネルに対する隣接チャネルからの漏洩電力を最小限に抑えることができ、信頼度の高い通信が可能になる。

【0042】請求項 30 では、例えば図 15 に示す如く、ローパスフィルタで濾波された同相成分  $x_i$  及び直交成分  $x_q$  が供給され、後流側のパワーアンプの非線形性を改善するために該同相成分及び該直交成分を予め歪ませる歪補償装置において、ベクトル  $(x_i, x_q)$  の大きさ  $x$  を算出する絶対値算出部 (30) と、予め定められた前置歪関数  $h(x)$  を該大きさ  $x$  で除したと関数  $h(x)/x$  又はその参照テーブルを用い、ローパスフィルタの出力  $x_i$  及び  $x_q$  をいずれも  $h(x)/x$  倍する前置歪部 (31 及び 32) とを有する。

【0043】この歪補償装置によれば、同相成分  $x_i$  と直交成分  $x_q$  のベクトルの大きさ  $x$  に応じて関数  $h(x)/x$  を同相成分  $x_i$  と直交成分  $x_q$  とに乘じるこ

とにより、前置歪を容易かつ正確に行うことができるという効果を奏する。請求項 31 の歪補償装置では、請求項 30 において、例えば図 15 に示す如く、予め定められた関数  $\phi(x)$  又はその参照テーブルを用い、上記ベクトル  $(x_i, x_q)$  又は上記前置歪部で生成されたベクトル  $((h/x) \cdot x_i, (h/x) \cdot x_q)$  を、角度  $\phi(x)$  だけ回転させる前置位相回転部 (22) をさらに有する。

【0044】この歪補償装置によれば、同相成分  $x_i$  と直交成分  $x_q$  のベクトルの大きさ  $x$  に応じて、ベクトル (同相成分, 直交成分) を  $\phi(x)$  だけ回転させることにより、前置位相回転を容易かつ正確に行うことができるという効果を奏する。請求項 32 のデジタルシグナルプロセッサでは、請求項 30 又は 31 記載の歪補償装置の機能をプログラムで実現している。

【0045】請求項 33 の送信機では、例えば図 15 に示す如く、請求項 30 又は 31 記載の歪補償装置 (22, 31 及び 32) と、該歪補償装置を通った該同相成分及び該直交成分で搬送波を直交変調する直交変調回路 (70) と、該直交変調回路からの直交変調波を増幅するパワーアンプ (10) とを有する。

【0046】請求項 34 の送信機では、請求項 33 において、上記パワーアンプの入力振幅に対する出力振幅の関係を検出するアンプ特性検出部と、該関係に基づいて、上記関数  $h(x)/x$  又はその上記参照テーブルを決定する歪補償データ作成部とを有する。請求項 35 の送信機では、請求項 34 において、上記歪補償データ作成部は、上記パワーアンプの入力振幅  $x$  に対する出力振幅を関数  $g(x)$  で表したとき、関数  $g(h(x))$  が  $x$  に比例するように上記関数  $h(x)/x$  又はその上記参照テーブルを決定する。

【0047】この送信機によれば、歪補償するための正確な関数  $h(x)$  を決定することができる。請求項 36 の送信機では、請求項 34 において、上記歪補償データ作成部は、上記パワーアンプの入力振幅  $x$  に対する出力振幅を関数  $g(x)$  で表したとき、上記前置歪関数  $h(x)$  を該振幅  $x$  のべき展開で近似し、そのべき展開係数  $c_1 \sim c_n$  に初期値を与え、該振幅  $x$  が、角周波数  $\omega_1$  と  $\omega_2$  のベースバンド信号の相互変調波の振幅であるとし、関数  $g(h(x))$  の 1 次のフーリエ係数に対する 2 次のフーリエ係数の比の絶対値  $\epsilon$  が略極小になるように該前置歪関数  $h(x)$  のべき展開係数  $c_1 \sim c_n$  を決定するプロセッサを有する。

【0048】この送信機によれば、パワーアンプの非線形性の補正を適度に行って、隣接チャネルへの漏れ電力 (サイドローブの電力) が許容値を越えないように平均送信電力をより高めるための前置歪関数  $h(x)$  を、容易かつ効果的に得ることができるという効果を奏する。請求項 37 では、請求項 36 において、記歪補償データ作成部は、上記パワーアンプの入力振幅の最大値に

応じて、上記相互変調波の振幅の振幅を決定する。

【0049】この送信機によれば、パワーアンプの出力のクリッピングを防止するとともに、パワーアンプの出力をより高くすることができる前置歪関数  $h(x)$  を得ることができるという効果を奏する。請求項 38 の送信機では、請求項 36 又は 37 において、上記比  $\epsilon$  を算出し最急降下法で上記係数  $c_1 \sim c_n$  を変化させるステップを、該比  $\epsilon$  の変化が所定値より小さくなるまで繰り返す。

【0050】請求項 39 の送信機では、請求項 35 乃至 38 のいずれか 1 つにおいて、上記アンプ特性検出部はさらに、上記パワーアンプの入力振幅が  $x$  の時の入力に対する出力の位相のずれを検出し、上記歪補償データ作成部はさらに、該位相のずれを表す関数  $\phi(x)$  又はその上記参照テーブルを決定する。

【0051】請求項 40 の歪補償データ作成装置では、例えば図 15 に示す如く、パワーアンプの非線形性を改善するために該パワーアンプの上流側の信号の振幅  $x$  を前置歪関数  $h(x)$  の値に予め歪ませる歪補償装置に用いられ、該パワーアンプの入力振幅  $x$  に対する出力振幅を関数  $g(x)$  で表したとき、前置歪関数  $h(x)$  を該振幅  $x$  のべき展開で近似し、そのべき展開係数  $c_1 \sim c_n$  に初期値を与え、該振幅  $x$  が、角周波数  $\omega_1$  と  $\omega_2$  のベースバンド信号の相互変調波の振幅であるとし、関数  $g(h(x))$  の 1 次のフーリエ係数に対する 2 次のフーリエ係数の比の絶対値  $\epsilon$  が略極小になるように該前置歪関数  $h(x)$  のべき展開係数  $c_1 \sim c_n$  を決定するプロセッサ (2B) を有する。

【0052】請求項 41 の歪補償データ作成装置では、請求項 40 において、上記パワーアンプの入力振幅の最大値に応じて、上記相互変調波の振幅の振幅を決定する。

【0053】

【発明の実施の形態】以下、添付図面 (図 2 ～ 図 13) を用いて本発明の好適な実施例を説明する。なお、これ以降、前述した構成要素と同様のものについては、同一の参照番号を付して表すこととする。図 2 は、本発明の第 1 の実施例を示す回路ブロック図である。ここでは、歪み特性補正対象の高周波回路として、非直線性の主増幅器 10 の振幅直線性歪みまたは位相直線性歪みを補正する場合の回路構成を例示している。

【0054】図 2 においては、主増幅器 10 の位相直線性歪みに関する歪み特性を予め評価する高周波回路歪み特性評価手段 2 (図 1) を、コンピュータシステムの CPU (中央処理装置: Central processing unit) 41 により実現している。この CPU 41 においては、主増幅器 10 の歪み特性として、変数  $x$  を入力振幅とする抱絡線伝達関数  $g(x)$  を  $g(x) = a_0 + a_1 x + g'(x)$  のように近似する (ここで、 $a_0$  および  $a_1$  は任意の定数)。また一方で、 $g'(x)$  は任意の多項式で

あり、主増幅器 10 の振幅直線性歪みを補正するための振幅歪み補正関数が、 $x \times (1 - g'(x)) / g(x)$  のように表されることになる。ここで、変数  $x$  が複素数である場合、入力振幅は  $|x|$  ( $x$  の絶対値) で表される点に注意すべきである。なお、CPU 41 は、後述の図 12 に示すような DSP を含むことも可能である。さらに、この場合、上記の定数  $a_0$  を  $a_0 = 0$  に設定し、オフセットを 0 にした状態で初期値設定を行うことが好ましい。

【0055】さらに、図 2 においては、CPU 41 にて設定されたフィルタ係数を有するローパスフィルタからなる第 1 のローパス信号生成部 4-1 および第 2 のローパス信号生成部 4-2 が設けられている。このような第 1 のローパス信号生成部 4-1 および第 2 のローパス信号生成部 4-2 は、ルート・ナイキスト特性を有するルート・レイズド・コサイン・フィルタ (RRCOS フィルタ: Root raised cosine filter) により構成するのが好ましい。上記の第 1 のローパス信号生成部 4-1 および第 2 のローパス信号生成部 4-2 は、CPU 41 にて生成されるような主増幅器の歪み特性を含む複素数信号の実部信号 I および虚部信号 Q をそれぞれ通過させることにより、主増幅器の非直線性の歪み成分を再現する機能を有する。

【0056】さらに詳しく説明すると、上記抱絡線伝達関数  $g(x) = a_0 + a_1 x + g'(x)$  の多項式  $g'(x)$  は、RRCOS フィルタを通過することにより  $g'(x) = \sum_{i=1}^N a_i x^i$  のように表される (ここで、 $N$  は 2 以上の正の整数であり、 $a_i$  は任意の定数)。この場合、上記多項式  $g'(x) = \sum_{i=1}^N a_i x^i$  の中で、歪み成分を表す奇数次の項のみを用いるようにすることが好ましい。さらに、図 2 においては、RRCOS フィルタ等から出力されるローパス信号である複素数信号の絶対値または実部信号 I および虚部信号 Q の自乗和を算出するための複素数信号絶対値算出部 (ABS) 30 が設けられている。さらに、複素数信号絶対値算出部 30 の出力側に、位相変調器に類するローテータ (ROT: Rotator) からなる位相歪み補正部 20 と、第 1 の振幅歪み成分生成部 31 (すなわち、第 1 の振幅変調部 AM) および第 2 の振幅歪み成分生成部 32 (すなわち、第 2 の振幅変調部 AM) とを設けている。

【0057】すなわち、上記第 1 の実施例では、第 1 および第 2 のローパス信号生成部 4-1、4-2 から出力されるベースバンドのローパス信号と実質的に同じ複素数信号に対する位相歪み補正関数  $p(x)$  を予め生成し、この位相歪み補正関数  $p(x)$  の符号を変えた値だけ複素数信号の位相を回転させることによって、位相直線性歪みを補正するようにしている。この場合、位相歪み補正関数  $p(x)$  は、 $p(x) = -g(x)$  のように表される。また一方で、第 1 の振幅歪み成分生成部 31 および第 2 の振幅歪み成分生成部 32 では、振幅直線性

歪みの補正は行わずに、複素数信号の振幅変調を行って上記複素数信号の周波数を上昇させている。

【0058】さらに、図2においては、位相直線性歪みが補正された含む信号を変調して所望の中間周波数または高周波数の信号を生成する第1の直交変調部5-1と、振幅歪み成分を含む信号を変調して所望の中間周波数または高周波数の信号を生成する第2の直交変調部5-2とが設けられている。第1の直交変調部5-1は、位相直線性歪みが補正された同位相の実部信号Iに搬送波(キャリア)Ciを乗じる第1の同位相搬送波乗算部51、直角位相の虚部信号Qに搬送波Cqを乗じる第1の直角位相搬送波乗算部52、および、第1の同位相搬送波乗算部51からの同位相直交変調信号と、第2の直角位相搬送波乗算部52からの直角位相直交変調信号とを加算する第1の加算部53を備えている。

【0059】また一方で、第2の直交変調部5-2は、振幅歪み成分を含む同位相の実部信号Iに搬送波Ciを乗じる第2の同位相搬送波乗算部54、直角位相の虚部信号Qに搬送波Cqを乗じる第2の直角位相搬送波乗算部55、および、第2の同位相搬送波乗算部54からの同位相直交変調信号と、第2の直角位相搬送波乗算部55からの直角位相直交変調信号とを加算する第2の加算部56を備えている。

【0060】さらに、位相直線性歪みが補正された直交変調信号は、第1の直交変調部5-1から出力された後に、非直線性の主増幅器10(第1の増幅器)に供給される。また一方で、振幅歪み成分を含む直交変調信号は、第2の直交変調部5-2から出力された後に、実質的に無歪みで直線性の良好な補助増幅器11(第2の増幅器)に供給される。

【0061】さらに、図2においては、主増幅器10および補助増幅器11の出力側に、加算器からなる振幅歪み成分差引部12が設けられている。この振幅歪み成分差引部12において、主増幅器10の出力信号から補助増幅器11の出力信号を差し引くことにより、振幅歪み成分が相殺された直線性の良好な出力信号Soutを得ることが可能になる。

【0062】ここで、デジタル変調を用いてローパス信号に対する位相歪み補正関数 $p(x)$ の周波数を上昇させる場合、上記ローパス信号として、ルート・ナイキスト特性を有する送信フィルタを通過した信号を用いることが好ましい。さらに、直交変調を用いてローパス信号に対する位相歪み補正関数 $p(x)$ の周波数を上昇させる場合、上記ローパス信号として、主増幅器10の歪み特性に基づいて設定されたルート・ナイキスト特性を有するローパスフィルタを通過した複素数信号を用いることが好ましい。

【0063】さらに、上記第1の実施例においては、補助増幅器11の直線性が必ずしも良好でない場合であっても、この補助増幅器の歪み特性を予め評価して位相歪

み補正関数を求めておくことにより、補助増幅器の位相直線性歪みも補正することができる。図3は、本発明の第2の実施例を示す回路ブロック図である。ここでも、歪み特性補正対象の高周波回路として、非直線性の主増幅器10の振幅直線性歪みまたは位相直線性歪みを補正する場合の回路構成を例示している。

【0064】図3におけるCPU41、第1のローパス信号生成部4-1および第2のローパス信号生成部4-2の構成および機能は、前述の図2の場合と同じなので、ここではその詳細な説明を省略することとする。さらに、図3においても、前述の図2の場合と同じように、RRCOSフィルタ等から出力されるローパス信号である複素数信号の絶対値または実部信号Iおよび虚部信号Qの自乗和を算出するための複素数信号絶対値算出部30が設けられている。さらに、複素数信号絶対値算出部30の出力側に、ローデータからなる位相歪み補正部20と、複素数信号の振幅変調を行うための第1の振幅歪み成分生成部31および第2の振幅歪み成分生成部32と、ローデータからなる振幅歪み補正部21とを設けている。

【0065】すなわち、上記第2の実施例では、ベースバンドのローパス信号と実質的に同じ複素数信号に対する位相歪み補正関数 $p(x)$ を予め生成し、位相歪み補正部20にて上記位相歪み補正関数 $p(x)$ の符号を変えた値だけ複素数信号の位相を回転させることによって位相直線性歪みを補正すると共に、上記複素数信号に対する振幅歪み補正関数を予め生成し、振幅歪み補正部21にて複素数信号の振幅を調整することによって振幅直線性歪みも補正するようにしている。

【0066】さらに、図3においては、位相直線性歪みが補正された信号を変調して所望の中間周波数または高周波数の信号を生成する第1の直交変調部5-1と、振幅歪み成分直線性歪みが補正された信号を変調して所望の中間周波数または高周波数の信号を生成する第2の直交変調部5-2とが設けられている。上記第1の直交変調部5-1は、前述の図2の場合と同じように、第1の同位相搬送波乗算部51、第1の直角位相搬送波乗算部52、および、第1の同位相搬送波乗算部51からの同位相直交変調信号と、第2の直角位相搬送波乗算部52からの直角位相直交変調信号とを加算する第1の加算部53を備えている。

【0067】また一方で、第2の直交変調部5-2も、前述の図2の場合と同じように、第2の同位相搬送波乗算部54、第2の直角位相搬送波乗算部55、および、第2の同位相搬送波乗算部54からの同位相直交変調信号と、第2の直角位相搬送波乗算部55からの直角位相直交変調信号とを加算する第2の加算部56を備えている。

【0068】さらに、位相直線性歪みが補正された直交変調信号は、第1の直交変調部5-1から出力された後

10

20

30

40

50

に、直線性の良好な位相歪み補正信号増幅器 1 3 に供給される。また一方で、振幅歪み成分が補正された直交変調信号は、第 2 の直交変調部 5 - 2 から出力された後に、直線性の良好な振幅歪み補正信号増幅器 1 4 に供給される。

【0069】さらに、図 3 においては、位相歪み補正信号増幅器 1 3 および振幅歪み補正信号増幅器 1 4 の出力側に、加算器からなる振幅歪み・位相歪み補正信号加算部 1 5 が設けられている。この振幅歪み・位相歪み補正信号加算部 1 5 においては、振幅歪み補正および位相歪み補正がなされた 2 種類の信号を加算し、非直線性の主増幅器 1 0 に供給する。最終的に、主増幅器 1 0 の出力側から、振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みが相殺された出力信号 S o u t が出力される。

【0070】さらに、上記第 2 の実施例においては、振幅歪み補正信号増幅器 1 4 および位相歪み補正信号増幅器 1 3 の直線性が必ずしも良好でない場合であっても、これらの増幅器の歪み特性を予め評価して振幅歪み補正関数および位相歪み補正関数を求めておくことにより、上記の振幅歪み補正信号増幅器 1 4 および位相歪み補正信号増幅器 1 3 の直線性歪みも補正することができる。

【0071】図 4 は、本発明の第 3 の実施例を示す回路ブロック図である。ここでも、歪み特性補正対象の高周波回路として、非直線性の主増幅器 1 0 の振幅直線性歪みまたは位相直線性歪みを補正する場合の回路構成を例示している。図 4 における C P U 4 1、第 1 のローパス

信号生成部 4 - 1 および第 2 のローパス信号生成部 4 - 2 の構成および機能は、前述の図 2 および図 3 の場合と同じなので、ここではその詳細な説明を省略することとする。

【0072】さらに、図 4 においても、前述の図 2 および図 3 の場合と同じように、R R C O S フィルタ等から出力されるローパス信号である複素数信号の絶対値または実部信号 I および虚部信号 Q の自乗和を算出するための複素数信号絶対値算出部 3 0 が設けられている。さらに、複素数信号絶対値算出部 3 0 の出力側に、複素数信号の振幅変調を行うための第 1 の振幅歪み成分生成部 3 1 および第 2 の振幅歪み成分生成部 3 2 と、共用のロータータからなる振幅歪み・位相歪み補正部 2 2 とを設けている。

【0073】上記第 3 の実施例では、ベースバンドのローパス信号と実質的に同じ複素数信号に対する振幅歪み補正関数および位相歪み補正関数を予め生成し、振幅歪み・位相歪み補正部 2 2 にて上記補正関数の符号を反転することにより、振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みを同時に行うようにしている。より具体的には、次の

【数 2】の多項式 (2) に示すような歪み成分を複素数信号に施し、振幅歪み補正および位相歪み補正を同時に行うことにより、回路の簡素化を図るようにしている。

【0074】

【数 2】

$$g(x) = \sum_{i=2}^N a_i x^i \text{ とし、この歪み成分の入力換算値を符号反転して}$$

$$\frac{\sum_{i=2}^N -a_i x^i}{bx}$$

(2)

【0075】ここで、「歪み成分の入力換算値を符号反転する」とは、主増幅器の出力信号に含まれる歪み成分を打ち消すことを意味する。さらに、図 4 においては、振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みが同時に補正された信号を変調して所望の中間周波数または高周波数の信号を生成する共用直交変調部 5 - 3 が設けられている。

【0076】上記共用直交変調部 5 - 3 は、共用の同位相搬送波乗算部 5 7、共用の直角位相搬送波乗算部 5 8、および共用の加算部 5 9 を備えている。この共用の加算部 5 9 は、共用の同位相搬送波乗算部 5 7 および直角位相搬送波乗算部 5 8 からそれぞれ出力される同位相直交変調信号と直角位相直交変調信号とを加算すると共に、振幅歪み補正および位相歪み補正がなされた 2 種類の信号を加算する機能を有している。

【0077】さらに、振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みが同時に補正された直交変調信号は、共用の直交変

調部 5 - 3 から出力された後に、非直線性の主増幅器 1 0 に供給される。最終的に、主増幅器 1 0 の出力側から、振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みが相殺された出力信号 S o u t が出力される。上記の第 1 ~ 第 3 の実施例では、前述のような本発明の信号補正装置等を実現するための第 1 の信号補正方式を採用することにより、非直線性の主増幅器の歪み成分のみを直交変調した後に、上記歪み成分を主増幅器の出力信号から差し引くようにしている。

【0078】さらに、上記第 3 の実施例の変形例として、次の【数 3】の多項式 (3) に示すような歪み成分を複素数信号に施し、振幅歪み補正および位相歪み補正を行うことも可能である。

【0079】

【数 3】

$$g(x) = \sum_{i=2}^{23} a_i x^i \text{ とし、この歪み成分の入力換算値を符号反転して}$$

24

$$\frac{\sum_{i=2}^N -a_i x^i}{\sum_{i=1}^N a_i x^i} \quad (3)$$

【0080】ここで、多項式(3)の分母は $g(x)$ に相当する。この多項式(3)により表される歪み成分においては、複素数信号の曲がりの部分も考慮しているので、比較的高精度にて振幅歪み補正および位相歪み補正を行える。この場合、回路ブロック図は、図4の場合と同じであり、CPU内のソフトウェアを変更するのみで多項式(3)に示すような歪み成分が容易に生成される。

【0081】図5は、本発明の第4の実施例を示す回路ブロック図である。ここでも、歪み特性補正対象の高周波回路として、非直線性の主増幅器10の振幅直線性歪みまたは位相直線性歪みを補正する場合の回路構成を例示している。図5におけるCPU41、第1のローパス信号生成部4-1および第2のローパス信号生成部4-2の構成および機能は、前述の図2～図4の場合と同じであるが、CPU41により評価される主増幅器10の歪み特性は、前述の図2～図4の場合とかなり異なる。

【0082】上記第4の実施例においては、主増幅器の歪み特性として、変数 $x$ を入力振幅とする抱絡線伝達関数 $g(x)$ を求め、この抱絡線伝達関数 $g(x)$ から、 $a$ を定数として $a x = g(h(x))$ の関係が成立するように上記主増幅器の振幅直線性歪みに対する振幅歪み補正関数 $h(x)$ (すなわち、プリディストーション振幅関数)を求めるか、または、上記抱絡線伝達関数 $g(x)$ から、 $c$ を定数として $c = g(p(x))$ の関係が成立するように上記主増幅器の位相直線性歪みに対する位相歪み補正関数 $p(x)$ を求めるようにしている。

すなわち、前述のような本発明の信号補正装置等を実現するための第2の信号補正方式により、関数 $g(h(x))$ が所定の歪み特性に収まるように振幅歪み補正関数 $h(x)$ を求めるようにしている。

【0083】上記第2の信号補正方式により歪み特性補正関数 $h(x)$ を算出する場合、計算量が比較的多くなるため、ルート・ナイキスト特性を有するローパス送信フィルタを通過したデジタルのローパス信号を、DSPにより高速にて処理することが好ましい。図5においては、前述の図2～図4の場合と同じように、RRCOSフィルタ等から出力されるデジタルのローパス信号(すなわち、デジタルの複素数信号)の絶対値または実部信号Iおよび虚部信号Qの自乗和を算出するための

複素数信号絶対値算出部30が設けられている。

【0084】さらに、図5においては、複素数信号絶対値算出部30の出力側に、入力信号である複素数信号の振幅歪み補正関数 $h(x)$ を生成するためのプリディストーション関数生成部33が設けられている。このプリディストーション関数生成部33において、主増幅器10の歪み特性を補正するために複素数信号を予め歪ませておくプリディストーション振幅関数が生成されることになる。

【0085】さらに、図5においては、上記プリディストーション関数生成部33の出力側に、プリディストーション関数の絶対値を算出するプリディストーション関数絶対値算出部34と、入力信号の振幅歪み補正および位相歪み補正を同時に行うための振幅歪み・位相歪み補正部23とを設けている。ここでは、複素数信号にプリディストーション振幅関数を施した後に複素数信号の振幅が変化することを考慮し、より高精度にて振幅歪み補正および位相歪み補正を行えるようにするために、プリディストーション関数絶対値算出部34により複素数信号の絶対値を取り直している。

【0086】さらに、図5においては、振幅歪み・位相歪み補正部23により振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みが補正されたデジタルの複素数信号に対しデジタル/アナログ変調を行うデジタル/アナログ変換部24、25と、これらのデジタル/アナログ変換部24、25から出力されるアナログの複素数信号を変調して所望の中間周波数または高周波数の信号を生成する共用直交変調部5-4が設けられている。

【0087】上記共用直交変調部5-4は、共用の同位相搬送波乗算部57p、共用の直角位相搬送波乗算部58p、および共用の加算部59pを備えている。この共用の加算部59pは、共用の同位相搬送波乗算部57pおよび直角位相搬送波乗算部58pからそれぞれ出力される同位相直交変調信号と直角位相直交変調信号とを加算すると共に、振幅歪み補正および位相歪み補正がなされた2種類の信号を加算する機能を有している。

【0088】さらに、振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みが同時に補正された直交変調信号は、共用の直交変調部5-3から出力された後に、非直線性の主増幅器10に供給される。最終的に、主増幅器10の出力側か

20

30

40

50



ら、振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みが相殺された出力信号  $S_{out}$  が出力される。さらに、上記第 4 の実施例においては、抱絡線伝達関数  $g(x)$  が、表関数を含む任意の関数になっている。また一方で、振幅歪み補正関数  $h(x)$  または位相歪み補正関数  $p(x)$  が、多項級数からなる展開式になっており、この展開式の各次の係数を求めることによって、上記振幅歪み補正関数  $h(x)$  または上記位相歪み補正関数  $p(x)$  を得ようになっている。

【0089】さらに、上記第 4 の実施例においては、上記振幅歪み補正関数  $h(x)$  または上記位相歪み補正関数  $p(x)$  が固定されていることが好ましい。さらに、上記第 4 の実施例において、非直線性の増幅器が複数個存在する場合、上記振幅歪み補正関数  $h(x)$  または上記位相歪み補正関数  $p(x)$  が、個々の増幅器毎、また

$$h(x) = \sum_{i=1}^N c_i x^i$$

【0093】ここで、多項式 (4) の係数  $c_i$  は、プリディストーションを行うために新たに生成した振幅歪み補正関数の定数である。この場合、回路ブロック図は、図 5 の場合と同じであり、DSP のソフトウェアを変更するのみで、多項式 (4) に示すような振幅歪み補正関数の係数  $c_i$  を比較的高次数まで求めることができる。

【0094】上記のような第 1 ～第 4 の実施例に代表される本発明の信号補正装置を動作させることにより、増幅器等を含む高周波回路の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方に関する歪み特性を予め評価し、この歪み特性の評価結果に基づいて得られる振幅歪み補正関数および位相歪み補正関数の少なくとも一方をローパス信号に施し、上記高周波回路の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みの少なくとも一方を補正するために、上記振幅歪み補正関数または上記位相歪み補正関数が施されたローパス信号を上記高周波回路に供給するような信号補正方法が容易に実現される。

【0095】ついで、前述したような第 1 の信号補正方式および第 2 の信号補正方式を使用してマイクロ波増幅器の歪み特性に対応する相互変調歪みを低減する手法やその検討結果について、詳細に説明することとする。  
プリディストーションによるマイクロ波増幅器の相互変調歪み低減の検討

#### (A) 要約

分離モデルを用いて、入力振幅の関数、すなわち、抱絡線振幅および位相の 2 つの関数によりマイクロ波増幅器の直線性を表し、搬送波を瞬時伝達関数で表すことによって隣接チャネル漏洩電力 ACP が再現できることは、一般に知られている。ディジタル処理に伴って発生する偽信号 (Aliasing) が抑えられると共に、充分な周波数分解能がある場合には、分離モデルよりも構成が簡単な

は上記増幅器の製造条件が類似の集団毎に固定されることが好ましい。

【0090】さらに、上記第 4 の実施例においては、上記増幅器の動作中に間欠的に抱絡線伝達関数  $g(x)$  を測定するか、または、上記増幅器の動作中に常時、抱絡線伝達関数  $g(x)$  を測定するようになっている。さらに、この抱絡線伝達関数  $g(x)$  の測定結果に応じて上記振幅歪み補正関数  $h(x)$  または上記位相歪み補正関数  $p(x)$  を変更するようになっている。

【0091】さらに、上記第 4 の実施例の変形例として、次の〔数 4〕の多項式 (4) に示すような振幅歪み補正関数  $h(x)$  を複素数信号に施し、プリディストーションを行うことも可能である。

【0092】

〔数 4〕

(4)

ローパスモデルを使用しても同様の結果が得られる。このローパスモデルによる隣接チャネル漏洩電力 ACP のシミュレーションによって隣接チャネル漏洩電力 ACP が再現できることを確かめた後、この事実を応用して狭帯域高周波回路の直線性歪みの補正が可能か否かを検討した (ベースバンド・プリディストーション)。

【0096】ここでは、PDC (Personal digital cellular) 方式の信号を例にとり、HBT (Hetero-junction bipolar transistor) パワーアンプの測定データをもとに隣接チャネル漏洩電力 ACP のシミュレーションを行い、分離モデルおよびローパスモデルにいずれにおいても、主要部分では測定値とシミュレーション結果とが 2 dB 以内で一致した。マイクロ波増幅器の歪み特性に対応する相互変調歪みの補正として、前述したような 2 つの信号補正方式を検討する。確認のため、これらの 2 つの信号補正方式を簡単に記述する。

【0097】①高周波回路の出力側で歪み成分を差し引く。隣接チャネル漏洩電力 ACP が 40 dB 以上改善される。また一方で、位相直線性歪みは、逆の位相直線性歪みを与えておくことによって取り除けることが確認されている。

②隣接チャネル漏洩電力 ACP のシミュレーションに用いた抱絡線振幅歪み関数に基づき、LMS 法を使用してプリディクション関数 (例えば、プリディクション振幅関数) を作成する。このプリディクション関数によって複素数信号の実部信号および虚部信号 I、Q を予め歪ませておくことにより、隣接チャネル漏洩電力 ACP を 10 dB 程度改善することができる。

【0098】(B) 隣接チャネル漏洩電力 ACP の見積り  
周知の分離モデルでは、次のような方法で、PDC 信号により増幅器で発生する隣接チャネル漏洩電力 ACP を見積もっている。PDC 登り信号 (QPSK 変調、 $\alpha =$



0. 5) に対し、増幅器の歪みモデルには振幅直線性歪み・位相直線性歪み共に 1 3 次の多項式を用いている。入力振幅  $x$  が複素数である場合、増幅器に入力される高周波の入力振幅  $|x|$  の関数として、増幅器の出力信号の振幅および位相を、抱絡線振幅関数および抱絡線位相関数  $g(|x|)$ 、 $p(|x|)$  で表している。具体的には、これらの抱絡線振幅関数および抱絡線位相関数  $g$

$$g(|x|) = \sum_{i=1}^N a_i |x|^i \quad (5)$$

$$p(|x|) = \sum_{i=1}^N b_i |x|^i \quad (6)$$

$$V_{o,r} = g(|x|) e^{i \angle p(x)} \quad (7)$$

【0100】上記の式 (7) の信号  $V_{o,r}$  をローパスフィルタに通すことによって、次の【数6】の式 (8) に示すようなフーリエ変換後の信号  $F_{o,r}$ 、および、式 (9) に示すようなフーリエ逆変換後の信号  $V_{o,r}$  を得

$$F_{o,r} = \text{fft}(V_{o,r}) H_{b,r} \quad (8)$$

$$V_{o,r} = \text{ifft}(F_{o,r}) \quad (9)$$

【0102】ここで、 $H_{b,r}$  は、直交変調周波数の 6 倍の透過帯域幅を持つローパスフィルタの周波数特性、 $\text{fft}$  はフーリエ変換、 $\text{ifft}$  はフーリエ逆変換を示す。フィルタの透過帯域幅が狭いほど、デジタル信号処理による折り返しノイズの影響を小さくすることができるので、2 つ隣りのチャネル漏洩電力 ACP2 の推定に最低限必要な帯域幅を  $6 \times 21 \text{ kHz} \approx 100 \text{ kHz} + 10.5 \text{ kHz}$  に設定することとする。搬送波の入力振幅  $|x_c| = \sqrt{(2 P_{i,n})} \times \sqrt{2}$  についていえば、搬送波の

$$g'(|x_c|) = \sum_{i=1}^N \alpha_i \sin(i \xi |x_c|) \quad (10)$$

$$V_{c,r} = g'(|x_c|) e^{i \angle x_c} \quad (11)$$

$$V_c = \text{ifft}(\text{fft}(A_{c,r}) \times H_{b,r}) \quad (12)$$

【0104】ここで、 $\xi$  は、AM-AM (振幅変調-振幅変調) 特性測定値をもとにベッセル級数の係数  $\alpha_i$  をフィルタリングする際に定めたスケールリングファクタで

$$\xi = \frac{\pi}{2 \max(|x|)}$$

( $|x|$ )、 $p(|x|)$  は、次の【数5】の式 (5) および式 (6) によりそれぞれ表される。さらに、抱絡線振幅関数  $g(|x|)$  による信号は、式 (7) により表される。

【0099】

【数5】

る。

【0101】

【数6】

瞬時振幅関数  $g'(|x_c|)$  を用いて、 $H_{b,r}$  の周波数特性を有する狭帯域フィルタを通すことにより、搬送波  $V_c$  が得られる。これらの瞬時振幅関数  $g'(|x_c|)$ 、狭帯域フィルタ通過前の信号  $V_{c,r}$ 、および狭帯域フィルタ通過後の信号  $V_c$  は、次の【数7】の式 (10)、(11) および (12) によりそれぞれ表される。

【0103】

【数7】

あり、次の【数8】の式 (13) により表される。

【0105】

【数8】

(13)

【0106】増幅器の出力信号  $V_c$  は、入力電力  $P_{i,n}$  の 50 振幅を振幅  $= \sqrt{(2 P_{i,n})}$  として、次の【数9】の式

( 1 4 ) により表される。

[ 0 1 0 7 ]

$$V_o = \frac{V_{o,r} V_c e^{i(-p(|x|))}}{g(\sqrt{2P_{in}})} \quad (14)$$

【 0 1 0 8 】ここでは、シングルトーン (Single tone) を実際の増幅器に入力して測定した AM-AM (振幅変調-振幅変調) 特性や、AM-PM (振幅変調-周波数変調) 特性に合うように有限の次数の係数を決めることによって、各関数を近似している。この方法で、PDC 信号を用い入力電力を変化させて隣接チャネル漏洩電力 ACP を求めることができる。これまでは、2 つ隣りのチャネル漏洩電力 ACP 2 を旨く再現することができたのは、分離モデルだけであった。その理由は、振幅直線性歪みを与えた信号を帯域制限したことにある。本発明に関係するローパスモデルにても同様のフィルタリ

ングを行ったところ、隣りのチャネル漏洩電力 ACP 1 および 2 つ隣りのチャネル漏洩電力 ACP 2 のいずれも精度良く再現できるようになっている (式 (6) 参照)。今回のローパスモデルでは、前述の抱絡線振幅関数および抱絡線位相関数  $g(|x|)$ 、 $p(|x|)$  だけを使用し、次の [数 10] の式 (15) および式 (16) により信号  $V_{o,r}$  および信号  $V_o$  をそれぞれ表すこととする。

【 0 1 0 9 】

[数 10]

$$V_{o,r} = g(|x|) e^{i \phi} \quad (15)$$

$$V_o = \text{ifft}(\text{fft}(V_{o,r}) \cdot H_{LPF}) \quad (16)$$

【 0 1 1 0 】最後に、搬送波である  $\sqrt{2} \cdot \sin(\omega_c t)$  を乗算すると、増幅器の出力信号  $V_o$  は、次の [数 11] の式 (17) により表される。

$$V_o = \sqrt{2} \sin(\omega_c t) \cdot V_{o,r} \cdot e^{-i p(|x|)} \quad (17)$$

【 0 1 1 2 】図 6 は、上記のような手順により本発明の信号歪み補正方式を実現するためのローパスモデルを示すブロック図であり、図 7 は、図 6 のローパスモデルによるシミュレーション結果を示すグラフである。図 6 に示すローパスモデルでは、初めに、ローパス信号 6-1 を入力信号として、抱絡線振幅関数生成部 6-2 にて抱絡線振幅関数  $g(|x|)$  を求める。次に、この抱絡線振幅関数  $g(|x|)$  に対してローパスフィルタ (LPF) 6-3 を通し、抱絡線位相関数生成部 6-4 にて抱絡線位相関数 ( $\exp(i p(|x|))$ ) を生成する。さらに、振幅歪み成分増幅部 6-5 にて、ローパスフィルタを通した信号に搬送波  $\sqrt{2} \cdot \sin(\omega_c t)$  を乗算することにより、シミュレーションによる増幅器の出力信号  $V_o$  を得る。

【 0 1 1 3 】図 6 のローパスモデルによるシミュレーションを行った結果として、図 7 に示すような増幅器の出力電力  $P_{o,r}$  と隣接チャネル漏洩電力 ACP との関係を示すグラフが得られる。このグラフにおいて、2 本の実線は、隣りのチャネル漏洩電力 ACP 1 の測定結果と、2 つ隣りのチャネル漏洩電力 ACP 2 の測定結果とをそれぞれ示している。また一方で、2 本の破線は、両側の隣りのチャネル漏洩電力 ACP のシミュレーション結果を示しており、2 本の一点鎖線は、両側の 2 つ隣りのチャネル漏洩電力 ACP 2 を示している。

【 0 1 1 1 】

[数 11]

【 0 1 1 4 】図 7 のグラフより、増幅器の出力電力  $P_{o,r}$  が実際に使用される範囲では、隣りのチャネル漏洩電力 ACP 1、および 2 つ隣りのチャネル漏洩電力 ACP 2 を精度良く再現していることがわかる。

(C) ローパスモデルによる隣接チャネル漏洩電力 ACP の低減

上記のとおり、ローパスモデルによって高周波回路の相互変調歪みが再現できることがわかったので、このローパスモデルを利用して隣接チャネル漏洩電力 ACP を軽減する方法を考えてみる。

【 0 1 1 5 】C-1. 高周波回路での振幅直線性歪みの補正  
ここでは、代表的に、前述の図 2 に示したような第 1 の実施例において、高周波回路の振幅直線性歪みの補正を行う場合を想定してシミュレーションを行う。この場合、RRCOS フィルタから出力されるローパス信号の振幅を、実部信号 I と虚部信号 Q からなる複素数信号の絶対値を計算することにより求めている。隣接チャネル漏洩電力 ACP の見積りに用いた抱絡線振幅関数の 2 次以上の項は、高周波回路の歪み成分を表している。これらの 2 次以上の項の符号を反転して歪み成分を求め、その周波数を上昇させて高周波回路の出力から差し引くことによって、隣接チャネル漏洩電力 ACP の改善が期待できる。

【 0 1 1 6 】図 8 は、本発明の実施例による高周波領域

での振幅歪みの相殺の様子を示すグラフである。ここでは、本発明の第 1 の実施例 (図 2) において、シミュレーションにより増幅器の振幅直線性歪みの補正を行った場合の出力電力  $P_{out}$  と隣接チャネル漏洩電力 ACP との関係が図示されている。図 8 のグラフにおいて、2 本の実線は、増幅器の振幅直線性歪みの補正を行わない場合の隣りのチャネル漏洩電力 ACP 1 の測定結果と、2 つ隣りのチャネル漏洩電力 ACP 2 の測定結果とをそれぞれ示している。また一方で、2 本の破線は、増幅器の振幅直線性歪みを相殺した後の隣りのチャネル漏洩電力 ACP 1 を示しており、2 本の一点鎖線は、増幅器の振幅直線性歪みを相殺した後の 2 つ隣りのチャネル漏洩電力 ACP 2 を示している。

【0117】図 8 のグラフより、隣りのチャネル漏洩電力 ACP 1、および 2 つ隣りのチャネル漏洩電力 ACP 2 のいずれにおいても、40 dB 以上低くなっており、ローパスモデルを利用することによって隣接チャネル漏洩

$$g(h) = \sum_{k=1}^N a_k h^k$$

$$h(|x|) = \sum_{i=1}^N c_i |x|^i$$

【0120】さらに、上記の多項式 (18) および多項式 (19) より、増幅器の出力信号を入力振幅  $|x|$  で表すと、次の【数 13】の多項式 (20) のようにな

$$g(|x|) = \sum_{k=1}^N a_k \left( \sum_{i=1}^N c_i |x|^{i-1} \right)^{k-1} \quad (20)$$

【0122】この場合、利得  $b$  で無歪みの出力振幅  $b \cdot |x|$  に抱絡線伝達関数  $g(|x|)$  が近づくように、多項式 (18) および多項式 (19) の係数  $c_i$  を決めればよい。ここでは、利得  $b$  の無歪み増幅器において、出力振幅  $b \cdot |x|$  を目標の抱絡線伝達関数として、ここからの自乗誤差の和が最小になるように LMS 法に基

電力 ACP を大幅に軽減できることがわかる。増幅器の出力電力  $P_{out}$  が 32 dBm 以上でも隣接チャネル漏洩電力軽減の効果があるけれども、実際には補正用の増幅器の能力で制限されるであろう。位相直線性歪みに関しては、主増幅器に行く信号の位相を  $-p(|x|)$  だけ回転することによって、容易に補正が可能である。

【0118】C-2. プリディストーション関数とその利用  
振幅歪み補正関数、すなわち、プリディストーション振幅関数  $h(|x|)$  によって増幅器の入力信号を予め歪ませておくことにより、増幅器の出力信号の歪み成分を小さくすることができる。抱絡線伝達関数  $g(h(|x|))$  (後述の多項式 (18) では、 $g(h)$  と略記する) およびプリディストーション振幅関数  $h(|x|)$  を多項式で表すと、それぞれ、次の【数 12】の多項式 (18) および多項式 (19) のようになる。

【0119】

【数 12】

(18)

(19)

る。

【0121】

【数 13】

$b \cdot |x|$  からの自乗累積誤差を  $\varepsilon$  とし、係数の更新  $\delta_i$  は、抱絡線伝達関数  $g(|x|)$  を係数  $c_i$  で微分することによって与えられる。この係数の更新  $\delta_i$  を与える手順は、次の【数 14】の式 (21) ~ 式 (24) のように表される。

【0123】

【数 14】

33

$$\varepsilon = \sum_{l=0}^L (b_l |x| - g_l |x|)^2$$

$$\delta_i = -\eta \varepsilon \frac{\partial g(|x|)}{\partial c_i}$$

$$\frac{\partial g(|x|)}{\partial c_i} = \sum_{k=1}^N [(k-1)a_k \left( \sum_{j=1}^N c_j |x|^{j-1} \right)^{k-2} |x|^{j-1}] \quad (23)$$

$$c_i + = \delta_i$$

(21)

(22)

(24)

【0124】ステップゲイン $\eta$ を調節しながら、上記の式(21)～式(24)の計算を、1000回程度繰り返すことによって、13次までの一組の係数 $c_i$ が求められる。図9は、本発明の実施例にて使用されるプリディストーション関数を示すグラフである。ただし、この図9のグラフでは、入力振幅 $|x|$ を単に $x$ と表すこととする。

【0125】ここでは、本発明の第4の実施例にて使用されるようなLMS法に基づいた最急降下法を用いてプリディストーション振幅関数 $h(|x|)$ (図9の破線)を求め、このプリディストーション振幅関数 $h(|x|)$ により抱絡線伝達関数 $g(|x|)$ (図9の実線)を予め歪ませておく。これによって、抱絡線伝達関数 $g(|x|)$ の振幅直線性歪みが補正され、比較的広い入力振幅の範囲にわたって $g(h|x|)$ (図9の一点鎖線)の良好な振幅直線性が確保される。

【0126】図10は、ベースバンド信号にプリディストーションを施した場合のシミュレーション結果を示すグラフであり、図11は、高周波振幅歪み相殺後、およびプリディストーションを施した後のスペクトルの変化の様子を示すグラフである。図10のグラフにおいて、2本の実線は、増幅器の振幅直線性歪みの補正を行わない場合の隣りのチャネル漏洩電力ACP1の測定結果と、2つ隣りのチャネル漏洩電力ACP2の測定結果とをそれぞれ示している。また一方で、2本の破線は、ベースバンド信号にプリディストーションを施してシミュレーションを行った場合の隣りのチャネル漏洩電力ACP1を示しており、2本の一点鎖線は、上記プリディストーションを施してシミュレーションを行った場合の2つ隣りのチャネル漏洩電力ACP2を示している。

【0127】図10のグラフより、隣りのチャネル漏洩電力ACP1、および2つ隣りのチャネル漏洩電力ACP2のいずれにおいても、20dB～40dB低くなっており、ベースバンド信号にプリディストーションを施すことによって隣接チャネル漏洩電力ACPを大幅に軽減できることがわかる。また一方で、図11に、帯域幅21

kHzの積分電力の周波数(1/T)に対するスペクトル、すなわち、平均出力電力30.5dBmのときのスペクトルを示す。図11のグラフでは、何らの振幅歪み補正もせずに主増幅器そのものの特性だけを再現したスペクトルを実線で表し、プリディストーションを施した結果のスペクトルを一点鎖線で示し、高周波の振幅歪み成分だけを増幅して主増幅器の出力信号から差し引いて相殺した結果のスペクトルを破線で示している。

【0128】この場合、主増幅器そのものの特性だけを再現した場合、および、プリディストーションを施した場合は、18dBmの電力を入力し、高周波の振幅歪み成分だけを増幅して主増幅器の出力信号から差し引いた場合は、16.2dBmの電力を入力している。各々のスペクトルは、21kHzの幅を持つ「理想フィルタ」でもって積分している。50kHz離調( $\pm 2.38/T$ )で見えた場合(すなわち、隣りのチャネル漏洩電力ACP1)、プリディストーションを施した結果のスペクトルは、主増幅器そのものの特性だけを示すスペクトルに比べて約10dB、高周波の振幅歪み成分だけを増幅して主増幅器の出力信号から差し引いた結果のスペクトルは、主増幅器そのものの特性だけを示すスペクトルに比べて約40dB改善されている。

【0129】(D) 2つの信号補正方式に関するまとめ  
上記のように、マイクロ波増幅器の直線性歪みを改良するための2つの信号補正方式について詳細に検討した。第1の信号補正方式は、直線性の良い増幅器で非直線性の歪み成分だけを増幅し、信号補正の対象とする主増幅器の出力信号から差し引く方法である。13次の多項式による抱絡線振幅関数を使用してシミュレーションを行い、40dB以上の隣接チャネル漏洩電力ACPの改善が得られている。同様に、多項式で近似した抱絡線位相関数の符号を反転して主増幅器の入力信号に位相プリディストーションを与えている。ただし、この場合、歪み特性補正に用いる増幅器を追加する必要があるため、携帯電話や携帯機器等への応用の現実性は低い。

【0130】第2の信号補正方式は、増幅器の出力振幅

34

20

30

40

50

が入力振幅と直線的な関係になるように入力信号を予め歪ませておく方法である。このようにして歪ませた信号の位相伝達関数の符号を反転して増幅器に入力している。特に、第2の信号補正方式では、プリディストーション関数を生成してシミュレーションを行うことにより、10 dB程度の隣接チャネル漏洩電力ACPの改善が見られた。DSPに余剰能力があれば、ファームウェアの変更だけで済む可能性がある。

【0131】今回のシミュレーションで用いた狭帯域増幅器の抱絡線関数と同じ表現でもって変調信号と高周波出力信号との間の関係を表せるならば、変調器や通倍器等で発生する直線性歪みをも含めて歪み特性を改善することができる。もし、携帯電話や携帯機器等の動作中に増幅器の直線性または隣接チャネル漏洩電力ACPを測定すれば、プリディストーション関数の係数を更新して回路の特性の変化に追従することも、従来よりも少ない処理ステップにて実行される可能性もある。

【0132】図12は、本発明の信号補正装置を備えた送信器の一例を示す回路ブロック図であり、図13は、図12の送信器と比較するために提示された従来の送信器の一例を示す回路ブロック図である。図12に示す送信器は、本発明の第3の実施例の信号補正装置に狭帯域信号生成部74や前置増幅器75や主増幅器76やアンテナAを設けることによって、振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みが補正された特定の周波数帯域の信号を送信するような構成になっている。

【0133】さらに、図12においては、主増幅器76の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みに関する歪み特性を予め評価する高周波回路歪み特性評価手段2(図1)を、DSP7と、同DSP7を制御するためのCPUからなるコントローラ8により構成している。このDSP7においては、主増幅器76の歪み特性やコントローラ8の電力制御信号Sp cに基づいて、複素数信号等のデータ信号DATAから、主増幅器76の振幅歪み補正関数および位相歪み補正関数を生成するためのデジタルフィルタが設定される。

【0134】さらに、図12においては、DSP7にて設定されたデジタルフィルタにより所望のローパス特性を持たせたローパスフィルタからなる第1のローパス信号生成部41および第2のローパス信号生成部42が設けられている。このような第1のローパス信号生成部41および第2のローパス信号生成部42は、ルート・ナイキスト特性を有するRRCOSフィルタにより構成するのが好ましい。上記の第1のローパス信号生成部41および第2のローパス信号生成部42は、DSP7にて生成されるような主増幅器の歪み特性を含む複素数信号の実部信号Iおよび虚部信号Qをそれぞれ通過させることにより、主増幅器の非直線性の歪み成分を再現する機能を有する。

【0135】さらに、図12においては、第1のローパ

ス信号生成部41および第2のローパス信号生成部42の出力側に、RRCOSフィルタ等により生成された振幅歪み補正関数および位相歪み補正関数を含む複素数信号を変調して所望の中間周波数または高周波数の変調信号を生成する直交変調部70が設けられている。上記直交変調部70は、同位相搬送波乗算部71、直角位相搬送波乗算部72、および加算部73を備えている。この加算部73は、同位相搬送波乗算部71および直角位相搬送波乗算部72からそれぞれ出力される同位相直交変調信号と直角位相直交変調信号とを加算すると共に、振幅歪み補正および位相歪み補正がなされた2種類の信号を加算する機能を有している。

【0136】さらに、振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みが同時に補正された直交変調信号は、直交変調部70から出力された後に、狭帯域フィルタを含む狭帯域信号生成部74に供給される。この狭帯域信号生成部74により特定の透過帯域幅の信号が生成され、直線性の良好な前置増幅器75に供給される。最終的に、非直線性の主増幅器76の出力側から、振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みが相殺された出力信号が出力される。

【0137】これに対して、図14に示すような従来の送信器においては、コントローラ8は、主増幅器76の歪み特性を予め評価する機能を備えていなかった。それゆえに、第1のローパス信号生成部41および第2のローパス信号生成部42において、主増幅器の非直線性の歪み成分を再現することにより振幅歪み補正関数および位相歪み補正関数を含む複素数信号を生成ことは不可能であった。

【0138】その代わりに、従来の送信器では、主増幅器76の入力側に利得制御増幅器80を設けている。さらに、コントローラ8からデジタル/アナログ変換部81を通して利得制御増幅器80へ供給される利得制御信号に従って利得制御増幅器80の利得を適度に調整することにより、主増幅器の直線性歪みの送信器に及ぼす影響が小さくなるようにしていた。このような構成の送信器では、本発明の送信器と異なり、アナログの利得制御増幅器の利得を精度良く調整することが難しく回路構成が複雑になるという欠点を有していた。

【0139】さらに、図12に示すような本発明の送信器において、好ましくは、主増幅器である狭帯域増幅器の振幅直線性歪みまたは位相直線性歪みを補正するために、狭帯域増幅器の歪み特性に応じた歪み成分をローパス信号に付与した後に、上記ローパス信号に搬送波を乗じてデジタル変調を行っている。さらに、このようなデジタル変調を施した信号を狭帯域増幅器に供給し、この狭帯域増幅器から、振幅直線性歪みまたは位相直線性歪みが補正された特定の周波数帯域の信号を送信するようにしている。

【0140】さらにまた、図12に示すような本発明の送信器において、好ましくは、ローパスフィルタにより

所望のローパス特性を持たせた複素数信号を入力信号とし、上記複素数信号の絶対値、または、実部信号および虚部信号の自乗和の関数を含む入力信号に対しデジタル直交変調を行っている。さらに、このようなデジタル直交変調を施した信号を狭帯域増幅器に供給し、この狭帯域増幅器から、振幅直線性歪みまたは位相直線性歪みが補正された特定の周波数帯域の信号を送信するようにしている。

【0141】次に、パワーアンプ10の非線形性を前置歪により線形化する方法を説明する。電力効率の良いRF 10  
パワーアンプ10の入力振幅に対する出力振幅の関係は、図14(A)に実線で示す如く、入力振幅の大きいところで非線形性を有する。例えば入力振幅が $x_1$ のとき、出力振幅が $g(x_1)$ となる。 $x_1$ を $h_1$ に変更すれば、 $(x_1, g(x_1))$ は直線上に乗る。そこで、 $x = x_1$ と $h = h_1$ との関係を任意の $x$ について求めておき、入力振幅が $x$ のときに予め、これをパワーアンプ10の上流側で前置歪関数 $h(x)$ の値に歪ませておくことにより、 $x$ と $g(h(x))$ との関係を線形にすることができ

【0142】換言すれば、図14(B)に示す如く、パワーアンプ10の本来に入力が $x \cdot \cos(\omega \cdot t)$ であるとき、上記のように入力振幅を予め $x$ から $h$ に歪ませておき、 $h \cdot \cos(\omega \cdot t)$ をパワーアンプ10に入力すると、パワーアンプ10の出力は $h \cdot \cos(\omega \cdot t - \phi - \phi_0)$ となる。ここに、 $\phi_0$ は $h$ によらない位相のずれであり、 $\phi$ は $h$ による位相のずれである。位相のずれ $\phi$ を補正するために、予め $h \cdot \cos(\omega \cdot t)$ の位相を $\phi$ だけシフトしておき、 $h \cdot \cos(\omega \cdot t + \phi)$ をパワーアンプ10に入力する。これにより、30  
パワーアンプ10の出力は、振幅及び位相が補償されたものになる。

【0143】図15は、本発明の他の送信機を示すブロック図である。この送信機では、Sを直交2成分に分離し前置歪を施すまでをデジタルシグナルプロセッサ(DSP)7Aで行っている。DSP7A内の機能は、プログラムで実現されるが、図15ではその機能をブロックで示している。送信すべき直列のベースバンド信号Sは、(同相成分I、直交成分Q)の2ビット並列信号にされて、ビット継続時間が信号Sの2倍になる。図17 40  
は、I及びQ信号の波形の具体例を示している。図17では、ビット'0'を-0.7に対応させ、ビット'1'を0.7に対応させている。'0'と'1'との間で波形が傾斜しているのは、ベースバンド信号のサイドローブを少なくするためである。

【0144】図15に戻って、I及びQ信号はそれぞれ同一特性のルートレイズドコサインフィルタ4-1及び4-2に供給される。ローパスフィルタとしてルートレイズドコサインフィルタを用いているのは、隣接チャネル干渉を防止するためにサイドローブをできるだけカ 50

ットし、かつ、受信側において符号間干渉を防止するためである。

【0145】ロールオフ係数0.2のルートレイズドコサインフィルタの通過特性を、図18に示す。図19は、図17のようなI及びQ信号が図18の特性のフィルタ4-1及び4-2を通過した信号 $x_i$ 及び $x_q$ の波形を示している。図19と図17とは時間軸がずれており対応していない。図15に戻って、同相成分 $x_i$ は絶対値算出部30及び前置歪部31に供給され、直交成分 $x_q$ は絶対値算出部30及び前置歪部32に供給される。絶対値算出部30は、ベクトル $(x_i, x_q)$ の大きさ $x$ を算出し、これを前置歪部31、32及び前置位相回転部22に供給する。図15では、分かり易くするために前置歪部を前置歪部31と32とに分けて記載しているが、前置歪部31と32とで1つの前置歪部の機能を達成している。すなわち、前置歪部31及び32は、前置歪関数 $h(x)$ を $x$ で除した関数 $h(x)/x$ の近似式を決定するパラメータ又は参照テーブルを、歪補償データとして備えている。参照テーブルを備えている場合には、前置歪部31及び32は、メモリに対しアドレス $x$ を指定してデータ $h(x)/x$ を読み出し、この値と $x_i$ との積 $h(x) \cdot (x_i/x)$ 及び $x_q$ との積 $h(x) \cdot (x_q/x)$ を算出する。

【0146】関数 $h(x)/x$ の値を、べき展開式を用いて精度良く計算する場合には、DSP7Aの外部にその計算回路を備えてもよい。信号 $x_i$ 及び $x_q$ の位相角を $x\theta$ とすると、前置歪部31及び32の出力はそれぞれ $h(x) \cdot \cos x\theta$ 及び $h(x) \cdot \sin x\theta$ と表される。前置位相回転部22は、入力ベクトル $(h(x) \cos(x\theta), h(x) \sin(x\theta))$ の位相角を $\phi(x)$ だけ回転させ、その同相成分 $h(x) \cos(x\theta + \phi)$ 及び直交成分 $h(x) \sin(x\theta + \phi)$ をそれぞれD/A変換器24及び25に供給する。前置位相回転部22は、前置歪部31及び32と同様に、関数 $\phi(x)$ の近似式を決定するパラメータ又は参照テーブルを、歪補償データとして備えている。

【0147】前置位相回転部22の出力の同相成分及び直交成分はそれぞれ、DSP7Aの外のD/A変換器24及び25でアナログ化され、直交変調回路70に供給される。直交変調回路70では、コサイン波生成回路91から出力される搬送波 $\cos(\omega \cdot t)$ がD/A変換器24の出力と乗積回路71で乗積されて変調される。コサイン波生成回路91の出力の位相が位相シフト回路92で $\pi/2$ シフトされて搬送波 $-\sin(\omega \cdot t)$ が生成され、これがD/A変換器25の出力と乗積回路72で乗積されて変調される。合成回路73は、両変調波を加算して、QPSK波を生成し、これをパワーアンプ10に供給する。このQPSK波は、 $h(x) \cdot \cos(x\theta + \phi) \cdot \cos(\omega \cdot t) - h(x) \cdot \sin(x\theta + \phi) \cdot \sin(\omega \cdot t) = h(x) \cdot \cos$

$(\omega \cdot t + x \theta + \phi)$  となる。すなわち、 $h(x)$  がパワーアンプ 10 の入力振幅になる。

【0148】パワーアンプ 10 の出力により、アンテナ A から電波が送信される。絶対値算出部 30、前置歪部 31、32 及び前置位相回転部 22 を用いなかった場合には、 $h(x) = x$ 、 $\phi = 0$  となるので、合成回路 73 の出力は  $x \cdot \cos(\omega \cdot t + x \theta)$  となり、 $x$  がパワーアンプ 10 の入力振幅になる。すなわち、前置歪部 31 及び 32 での補償により合成回路 73 の出力は、図 14 (B) に示すように  $x \cdot \cos(\omega \cdot t)$  が  $h \cdot \cos(\omega \cdot t)$  となり、さらに前置位相回転部 22 での補償によりこれが  $h \cdot \cos(\omega \cdot t + \phi)$  となる。したがって、パワーアンプ 10 の出力は、その非線形性による歪が補正された  $g(h) \cdot \cos(\omega \cdot t - \phi_0)$  となる。

【0149】前置歪部 31、32 及び前置位相回転部 22 で用いられる上記関数又はそのテーブルは、次のようにして決定される。アンプ特性検出部 2A は、DSP 7A に対し既知の信号を出力させ、パワーアンプ 10 の出力を、直交復調回路 93 及び D/A 変換器 94 を介しサンプリングし、その振幅  $g(h)$  及び位相のずれ  $\phi$

$(h) + \phi_0$  を測定し、その結果を歪補償データ作成部 2B に供給する。パワーアンプ 10 の入力振幅  $h$  は、DSP 7A の出力ベクトルの大きさ  $h$  であり、DSP 7A からデジタル値  $h$  を受け取る。このようにすれば、パワーアンプ 10 のみならず、DSP 7A とパワーアンプ 10 との間の回路の非線形性をも考慮したことになる。

【0150】歪補償データ作成部 2B は、プロセッサ、例えばワンチップマイクロコンピュータ又は DSP で構成されており、図 16 に示す以下の処理を行う。

(1) 測定された  $g(x)$  の波形を、 $x$  のべき展開式で近似する。べき展開式における  $x$  の  $j$  次の係数  $a_j$  ( $j = 1 \sim N$ ) は、最小自乗法で決定することができる。

【0151】(2) 次に、 $h(x)$  を  $x$  のべき展開式で近似する。べき展開式における  $x$  の  $j$  次の係数を  $c_j$  ( $j = 1 \sim N$ ) とする。図 14 (A) に示す如く、 $g(h(x)) = a_1 \cdot x$  が成立するので、 $|g(h(x)) - a_1 \cdot x|$  が最小になるように係数  $c_j$  ( $j = 1 \sim N$ ) を決定する。図 14 (A) から明らかなように、 $c_1 = 1$  である。

【0152】(3) 前置歪部 31 及び 32 が  $h(x)/x$  を多項式計算で求める場合には、係数  $c_j$  ( $j = 1 \sim N$ ) を前置歪部 31 及び 32 に供給する。例えば  $N = 10$  であり、この場合には歪補正データが少なくてもよい。前置歪部 31 及び 32 が参照テーブルを用いる場合には、 $h(x)/x$  を  $x$  と対応させたテーブルを作成し、これを前置歪部 31 及び 32 が使用するメモリに格納する。

【0153】(4) 測定された  $\phi(x)$  の波形を参照テーブルとして、前置位相回転部 22 が使用するメモリに

格納し、又は、この波形を  $x$  のべき展開式で近似し、その展開係数を前置位相回転部 22 に供給する。このような構成の送信機によれば、同相成分  $x_i$  と直交成分  $x_q$  のベクトルの大きさ  $x$  に応じて関数  $h(x)/x$  を同相成分  $x_i$  と直交成分  $x_q$  に乗じることににより前置歪を容易かつ正確に行うことができる。

【0154】図 14 (A) において、前置歪を施す前の振幅  $x$  が大きいときには、前置歪を施した後の振幅  $h$  がさらに一段と大きくなる。図 15 の装置を携帯電話に用いた場合には、電池寿命を長くするため、信号が飽和しない振幅上限値が比較的小さい。このため、振幅  $x$  が大きいと、図 15 の DSP 7A とパワーアンプ 10 との間の回路が飽和状態となって、合成回路 73 の出力がクリッピングされ、その結果、歪補償をしない場合よりもパワーアンプ 10 の出力が歪み、隣接チャンネルへの漏れ電力が許容値を越えることになる。換言すれば、送信機の平均送信電力が制限される。

【0155】そこで、パワーアンプ 10 の非線形性の補正を適度に行うことにより、送信機出力の隣接チャンネルへの漏れ電力 (サイドローブの電力) が許容値を越えないようにすることで、この問題を解決することを考える。次に、このような補正を行うための前置歪関数  $h(x)$  を容易かつ効果的に得るための方法を以下に説明する。

【0156】例えば、ワイドバンド CDMA では、搬送波周波数 1.9 GHz に対し、ベースバンド信号の帯域幅は 4.096 MHz である。簡単化のために、ベースバンド信号  $x$  が角周波数  $\omega_1$  と  $\omega_2$  の多重信号  $A(\sin(\omega_1 \cdot t) + \sin(\omega_2 \cdot t))$  であるとする。この信号は、 $2A(\cos((\omega_1 - \omega_2)t/2) \cdot \sin((\omega_1 + \omega_2)t/2))$  と表され、その振幅  $x$  は  $2A|\cos((\omega_1 - \omega_2)t/2)|$  となる。

【0157】パワーアンプ 10 の特性が線形であれば、相互変調された振幅  $2A|\cos((\omega_1 - \omega_2)t/2)|$  の歪 (相互変調歪) は、パワーアンプ 10 から出力されない。しかし、実際にはパワーアンプ 10 の特性が非線形であるので、角周波数が  $m(\omega_1 - \omega_2)$  である  $m$  次 ( $m = 2, 3, 4, \dots$ ) の相互変調歪の信号がパワーアンプ 10 から出力される。また、 $g(x)$  の直線性が悪くなるにつれて、無視できない次数  $m$  の数が増える。

【0158】 $h(x)$  の決定において、相互変調波振幅  $x = 2A|\cos((\omega_1 - \omega_2)t/2)|$  を用い、もし  $g(h(x))$  の 2 次の相互変調歪を最も小さくすることができれば、3 次以上の相互変調歪を考慮しなくても、 $g(x)$  の直線性が改善された  $g(h(x))$  を、容易かつ効果的に得ることができると考えられる。

【0159】そこで、この前置歪関数  $h(x)$  を、図 15 の歪補償データ作成部 2B において、図 16 に示す方



法で求める。以下、 $g(x)$  及び  $h(x)$  のべき展開係数は、上記と同じ文字を用いる。また、括弧内の符号は、図 16 中のステップ識別符号である。

(S1) 上述のように、 $g(x)$  を  $x$  の  $N$  次式で近似し、そのべき展開係数  $a_1 \sim a_N$  を決定する。

【0160】(S2)  $h(x)$  を  $x$  の  $N$  次式で近似したときのべき展開係数  $c_1 \sim c_N$  に初期値を与える。 $g(x)$  が線形のとき  $h=x$  であるので、初期値として  $c_1=1$ 、 $c_j=0$  ( $j=2 \sim N$ ) とするのが最も自然である。

(s3) 時間  $t$  に対する  $h(x(t))$  の波形を数値計算で求める。ここに、 $x(t) = 2A |(\cos((\omega_1 - \omega_2)t/2))|$  である。

【0161】(S4) 時間  $t$  に対する  $g(h(x(t)))$  の波形を数値計算で求める。

(S5) 求めた  $g(h(x(t)))$  の波形の  $m$  次のフーリエ項  $\cos(m(\omega_1 - \omega_2)t/2)$  の係数  $IM(m)$  のうち、1 次と 2 次のフーリエ係数  $IM(1)$  及び  $IM(2)$  を算出する。 $IM(m)$  は、次のステップ S6 で  $|IM(2)/IM(1)|$  を求めるのに使用されるので、定数倍及び符号については任意性がある。また、数学的な計算上、 $g(x)$  を  $g(-x) = -g(x)$  として原点对称にし、 $x$  の定義域を負の領域まで拡張してもよい。すなわち、 $g(-\cos((\omega_1 - \omega_2)t/2)) = -g(\cos((\omega_1 - \omega_2)t/2))$  としてもよい。そこで、例えば次式で  $IM(k)$  を算出する。

【0162】 $IM(k) = \int g(h) \cdot s \cdot \exp(i \cdot k(\omega_1 - \omega_2)t/2) dt$  ここに、 $i$  は虚数単位であり、 $s$  は  $\cos((\omega_1 - \omega_2)t/2)$  の符号であり、積分範囲は、 $-2\pi/(\omega_1 - \omega_2)$  から  $2\pi/(\omega_1 - \omega_2)$  までである。

(S6) 2 次の相互変調歪比  $\varepsilon = |IM(2)/IM(1)|$  を算出する。

【0163】以下のステップ S7～S12 においては、最急降下法により、 $\varepsilon$  が略極小になるまで処理を繰り返して、 $h(x)$  のべき展開係数  $c_1 \sim c_N$  を決定する。

(S7)  $c_1$  の増分  $dc_1$  に初期値を与え、 $c_j$  ( $j=2 \sim n$ ) の増分  $dc_j$  を、 $j=2 \sim N$  の順に、式  $dc_j = \varepsilon / dc_k$  を用いて算出する。ここに  $k=j-1$  である。

【0164】(S8)  $\varepsilon_p \leftarrow \varepsilon$

(S9)  $j=1 \sim N$  の各々について、 $c_j \leftarrow c_j + dc_j$ 。

(S10) ステップ S9 で得られた  $c_1 \sim c_N$  で定まる  $h(x)$  について、上記ステップ S3～S6 を実行する。

(S11)  $dc_1 \leftarrow \eta \cdot \varepsilon^3 \cdot (\varepsilon - \varepsilon_p) / dc_1$   $dc_2 \sim dc_N$  は、ステップ S7 と同様に更新する。

【0165】(S12)  $|\varepsilon - \varepsilon_p| \geq \Delta$  であればステ

ップ S8 へ戻り、そうでなければ次のステップ S13 へ進む。ここに、 $\Delta$  は予め与えられた微小値である。

(S13) 上述のように、図 15 の前置歪部 31 及び 32 に対し、補償データ更新値として  $c_1 \sim c_N$  を供給し、又は、 $h(x)/x$  を  $x$  の値と対応させたテーブルを作成しこれを供給する。

【0166】前置位相回転部 22 に対する  $\phi(x)$  のテーブルは、図 15 について上述した方法と同じ方法で求める。このような処理を、例えば一定時間毎に行ったり、増幅率切換や温度変化に応じて行う。電源投入直後のようにパワーアンプ 10 の特性変化が急で、歪補償データ作成部での処理が追従できない場合には、パワーアンプ 10 の出力を制限してサイドロープを低減する。

【0167】 $h(x)$  は、上記振幅  $x$  の式中の角周波数差  $(\omega_1 - \omega_2)$  及び振幅  $2A$  に依存する。しかし、 $\omega_1$  と  $\omega_2$  とが互いに有る程度離れておれば、 $(\omega_1 - \omega_2)$  の値に殆ど依存しないので、例えば、 $(\omega_1 - \omega_2)/(2\pi)$  をベースバンド信号の帯域幅程度にする。また、振幅  $x$  の振幅  $2A$  の値を、実際に使用するパワーアンプ 10 の入力振幅の最大値に応じて定めることにより、平均送信電力をより高めることができる前置歪関数  $h(x)$  を決定する。携帯電話では、基地局からの制御信号によりパワーアンプ 10 の入力振幅が調整されるので、これに応じた振幅  $2A$  の値を用いる。この値については、シミュレーション結果との関係で後述する。

【0168】以下、シミュレーション結果を説明する。図 20～図 23 は、図 16 の方法で求めた前置歪関数  $h(x)$  を用いたものに関し、図 20 は図 15 の前置歪部 31 及び 32 の出力波形図、図 21 は図 15 の前置位相回転部 22 の出力波形図、図 22 及び図 23 はそれぞれパワーアンプ 10 の入力及び出力の波形図である。ただし、図 22 及び図 23 では、波形が確認できるように搬送波周波数を実際よりかなり低い 672 kHz にしている。

【0169】図 24 は、前置歪を全く行わなかった場合 ( $h=x$ )、図 14 (A) の一点鎖線で示すように  $g(h(x))$  を直線化した場合、及び、図 16 の方法を用いた場合の前置歪関数  $h(x)$  を、それぞれ短い点線、長い点線及び実線で示す。 $N=12$  とした。図 24 の  $h(x)$  は、定数倍したものを示している。図 25 は、上記 3 つの場合における  $g(h(x))$  をそれぞれ短い点線、長い点線及び実線で示す。

【0170】図 26、図 27 及び図 28 はそれぞれ、相互変調波振幅  $x$  が上記のように  $x = 2A |(\cos((\omega_1 - \omega_2)t/2))|$  であるときの上記 3 つの場合におけるパワーアンプ 10 の出力振幅  $g(h(x))$  の線スペクトルを示す。横軸は角周波数比  $2\omega/(\omega_1 - \omega_2)$  である。図 29 は、送信機の平均送信電力 (パワーアンプ 10 の出力の平均電力) と隣接チャンネル電力比 ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) との関

係を、上記 3 つの場合について示している。ACPR は、パワーアンプ 10 の出力の周波数スペクトルについて、(所定範囲のサイドローブ部の電力合計) / (メインローブ部の電力合計) を計算したものであり、隣接チャンネル干渉の程度を示している。各場合について、サイドローブがロアサイドローブの場合を実線で示し、サイドローブがアップサイドローブの場合を点線で示しているが、両サイドローブが搬送波周波数に関し互いにほぼ対称であるので、両曲線はほぼ一致している。

【0171】上述のように、図 16 の方法を用いた場合において、 $h(x)$  が相互変調振幅  $x = 2A | \cos((\omega_1 - \omega_2)t/2) |$  の振幅  $2A$  の値に依存するので、電力  $(2A)^2$  が 6. 1、7. 1 及び 9. 1 dBm の場合の各々について  $h(x)$  を求め、ACPR を計算した。ACPR は、隣接チャンネル干渉防止のため、例えば -40 dBc 以下にする必要がある。この場合、平均送信電力 26 dBm 付近で使用できるのは、図 16 の方法を用いた場合に限られることが図 29 からわかる。また、この場合、電力  $(2A)^2$  が 7. 1 dBm のときの前置歪関数  $h(x)$  を用いることが好ましいことがわかる。このように、送信機の平均送信電力値と相互変調振幅  $x$  の振幅  $2A$  の値とは、シミュレーションにより知ることができる。

#### 【0172】

【発明の効果】以上説明したように、本発明の信号補正装置によれば、第 1 に、ローパス信号等により高周波回路の直線性歪みに関する歪み特性を再現できる点に着目し、ローパス信号処理用の簡単な回路により上記歪み特性を予め評価して歪み補正関数を生成するようにしているので、低消費電力化を維持した状態でかつ従来よりも簡単な回路構成でもって、高周波回路の直線性歪みを確実に抑制して隣接チャンネルからの漏洩電力を最小限に抑えることが可能になる。

【0173】さらに、本発明の信号補正装置によれば、第 2 に、高周波回路の歪み補正関数として、 $ax = g(h(x))$  の関係が成立するように振幅歪み補正関数  $h(x)$  を求めるか、または、 $c = g(p(x))$  の関係が成立するように位相歪み補正関数  $p(x)$  を求めるようにしているので、高周波回路の振幅直線性歪みまたは位相直線性歪みを確実に相殺することが可能になる。

【0174】さらに、本発明の信号補正装置によれば、第 3 に、抱絡線伝達関数  $g(x) = a_0 + a_1 x + g'(x)$  のように近似し、振幅歪み補正関数を  $x \times (1 - g'(x)/g(x))$  のように表しているのので、広い入力振幅の範囲にわたって高周波回路の振幅直線性歪みを補正することが保証され、隣接チャンネルからの漏洩電力を最小限に抑えることが可能になる。

【0175】さらに、本発明の信号補正装置によれば、第 4 に、抱絡線伝達関数  $g(x) = a_0 + a_1 x + g'(x)$  の多項式  $g'(x)$  を、 $g'(x) = \sum_{i=1}^n a_i x^i$

$x^i$  のように表しているのので、必要な場合は、DSP 等を用いて振幅歪み補正関数に關係する  $g'(x)$  の係数を容易に変更することが可能になる。さらに、本発明の信号補正装置によれば、第 5 に、上記位相歪み補正関数  $p(x)$  を、 $p(x) = -g(x)$  のように表しているのので、位相歪み補正関数の位相を回転するための簡単な回路構成でもって、高周波回路の位相直線性歪みを確実に抑制して隣接チャンネルからの漏洩電力を最小限に抑えることが可能になる。

【0176】さらに、本発明の信号補正装置によれば、第 6 に、高周波回路の歪み特性の評価結果に基づいて設定されたローパスフィルタを通過したローパス信号を利用して位相歪み補正関数  $p(x)$  を生成しているのので、簡単な回路構成でもって、高周波回路の位相直線性歪みを確実に抑制して隣接チャンネルからの漏洩電力を最小限に抑えることが可能になる。

【0177】さらに、本発明の信号補正装置によれば、第 7 に、ルート・ナイキスト特性を有する送信フィルタを通過した信号を利用して位相歪み補正関数  $p(x)$  を生成しているのので、必要に応じて送信フィルタの係数を変更することが容易に可能になり、位相歪み補正が迅速かつ確実に行えるようになる。さらに、本発明の信号補正装置によれば、第 8 に、ローパスフィルタを通過したローパス信号を変調した後に、このローパス信号と実質的に同じローパス信号に対する位相歪み補正関数を一方の増幅器に入力し、一方の増幅器および他方の増幅器の出力信号を加算することによって、高周波回路の位相直線性歪みを確実に抑制して隣接チャンネルからの漏洩電力を最小限に抑えることが可能になる。

【0178】さらに、本発明の信号補正装置によれば、第 9 に、無歪みの増幅器を利用して高周波回路の位相直線性歪みのみを補正するようにしているので、簡単な回路構成でもって高周波回路の位相直線性歪みを確実に抑制して隣接チャンネルからの漏洩電力を最小限に抑えることが可能になる。さらに、本発明の信号補正装置によれば、第 10 に、複数の増幅器の位相直線性歪みを一緒に補正することができるので、簡単な回路構成でもって複数の増幅器の位相直線性歪みを迅速かつ正確に補正することが可能になる。

【0179】さらに、本発明の信号補正装置によれば、第 11 に、ローパスフィルタを通過したローパス信号を変調した後に、このローパス信号と実質的に同じローパス信号に対する振幅歪み補正関数を一方の増幅器に入力し、一方の増幅器および他方の増幅器の出力信号を加算することによって、高周波回路の振幅直線性歪みを確実に抑制して隣接チャンネルからの漏洩電力を最小限に抑えることが可能になる。

【0180】さらに、本発明の信号補正装置によれば、第 12 に、高周波回路の歪み特性の評価結果に基づいて設定されたローパスフィルタを通過したローパス信号を

10

20

30

40

50

利用して振幅歪み補正関数および位相歪み補正関数を生成しているため、簡単な回路構成でもって、高周波回路の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みを確実に抑制して隣接チャネルからの漏洩電力を最小限に抑えることが可能になる。

【0181】さらに、本発明の信号補正装置によれば、第13に、ローパス信号に対する振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みを共用の回路により一緒に補正することができるので、きわめて簡単な回路構成でもって、高周波回路の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みを確実に抑制して隣接チャネルからの漏洩電力をほぼ完全に抑えることが可能になる。

【0182】さらに、本発明の信号補正装置によれば、第14に、振幅歪み補正関数  $h(x)$  および位相歪み補正関数  $p(x)$  の少なくとも一方が、多項級数からなる展開式になっているので、簡単な回路構成でもって、高周波回路の振幅直線性歪みまたは位相直線性歪みを近似して増幅器の振幅直線性歪みまたは位相直線性歪みを迅速かつ正確に補正することが可能になる。

【0183】さらに、本発明の信号補正装置によれば、第15に、振幅歪み補正関数  $h(x)$  および上記位相歪み補正関数  $p(x)$  の少なくとも一方が固定されているので、簡単な回路構成でもって、高周波回路の振幅直線性歪みまたは位相直線性歪みを近似して増幅器の振幅直線性歪みまたは位相直線性歪みを迅速かつ正確に補正することが可能になる。

【0184】さらに、本発明の信号補正装置によれば、第16に、複数の高周波回路が存在する場合でも、振幅歪み補正関数  $h(x)$  および上記位相歪み補正関数  $p(x)$  の少なくとも一方が、個々の高周波回路毎、または高周波回路部の製造条件が類似の集団毎に固定されているので、高周波回路の振幅直線性歪みまたは位相直線性歪みを近似して増幅器の振幅直線性歪みまたは位相直線性歪みを迅速かつ正確に補正することが可能になる。

【0185】さらに、本発明の信号補正装置によれば、第17に、抱絡線伝達関数  $g(x)$  を測定し、必要に応じて、振幅歪み補正関数  $h(x)$  および上記位相歪み補正関数  $p(x)$  の少なくとも一方を変更するようにしているので、増幅器の振幅直線性歪みまたは位相直線性歪みを迅速かつ正確に補正することが可能になる。また一方で、本発明の信号補正装置を備えた送信器によれば、第1に、ローパス信号処理用の簡単な回路により高周波回路の歪み特性を予め評価して歪み補正関数を生成するようにしているので、低消費電力化を維持した状態でかつ従来よりも簡単な回路構成でもって、高周波回路の直線性歪みを確実に抑制して隣接チャネルからの漏洩電力を最小限に抑えることができ、信頼度の高い通信が可能になる。

【0186】さらに、本発明の信号補正装置を備えた送信器によれば、第2に、狭帯域増幅器の歪み特性の評価

結果に基づいて設定されたローパスフィルタを通過したローパス信号に対し、狭帯域増幅器の振幅直線性歪みまたは位相直線性歪みを補正しているので、低消費電力化を維持した状態でかつ従来よりも簡単な回路構成でもって、高周波回路の直線性歪みを確実に抑制して隣接チャネルからの漏洩電力を最小限に抑えることができ、信頼度の高い通信が可能になる。

【0187】さらに、本発明の信号補正装置を備えた送信器によれば、第3に、狭帯域増幅器の歪み特性の評価結果に基づいて設定されたローパスフィルタを通過した複素数信号に対し、ディジタル直交変調を行ってから狭帯域増幅器の振幅直線性歪みおよび位相直線性歪みを一緒に補正しているので、位相歪み補正が迅速かつ確実に行えるようになり、高速でかつ信頼度の高い通信が可能になる。

【0188】また一方で、本発明の信号補正方法によれば、簡単な回路動作により、高周波回路の歪み特性を予め評価して歪み補正関数を生成するようにしているので、低消費電力化を維持した状態でかつ従来よりも簡単な手順でもって、高周波回路の直線性歪みを確実に抑制して隣接チャネルからの漏洩電力を最小限に抑えることが可能になる。

【0189】要約すれば、本発明の信号補正装置等によれば、A B 級、B 級およびC 級等の電力効率の良い増幅器を用いて歪み特性を補正することにより高周波帯域送信に使用可能となる。本発明の信号補正装置は、従来のリニアライザ等に比べて高周波回路部分が少ないため容易に実現でき、調整部分も少なく、場合によっては調整部分を皆無にすることができる。それゆえに、信頼性、量産性、コストおよび消費電力の面で有利である。

【0190】抱絡線伝達関数  $g(x)$  は、変調器や中間周波回路、さらには歪み特性補正部の後のローパスフィルタ回路の直線性歪みを含むことができ、これら全ての回路を補正することが可能となる。直線性を測定し、この直線性に追従したり同直線性を予測したりすることにより、歪み特性補正の対象とする高周波回路の特性の変化に対応できる。多くの処理は、送信器に既に内蔵されたDSPを用いて行うことができ、係数の変更を行う場合にも間欠的に行うことにより処理量の増加は軽微である。係数の追従が間に合わない場合、例えば、電源投入直後等は、妨害量の許容範囲を越えないように送信出力を制限する機能を合わせて持たせることによって、信頼度の高い通信が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の原理構成を示すブロック図である。

【図2】本発明の第1の実施例を示す回路ブロック図である。

【図3】本発明の第2の実施例を示す回路ブロック図である。

【図4】本発明の第3の実施例を示す回路ブロック図で

ある。

【図 5】本発明の第 4 の実施例を示す回路ブロック図である。

【図 6】本発明の信号歪み補正方式を実現するためのローパスモデルを示すブロック図である。

【図 7】図 6 のローパスモデルによるシミュレーション結果を示すグラフである。

【図 8】本発明の実施例による高周波領域での振幅歪みの相殺の様子を示すグラフである。

【図 9】本発明の実施例にて使用されるプリディストーション関数を示すグラフである。

【図 10】ベースバンド信号にプリディストーションを施した場合のシミュレーション結果を示すグラフである。

【図 11】高周波振幅歪み相殺後、およびプリディストーションを施した後のスペクトルの変化の様子を示すグラフである。

【図 12】本発明の信号補正装置を備えた送信器の一例を示す回路ブロック図である。

【図 13】図 12 の送信器と比較するために提示された従来の送信器の一例を示す回路ブロック図である。

【図 14】(A) 及び (B) はパワーアンプの歪補償説明図である。

【図 15】本発明の他の送信機を示すブロック図である。

【図 16】パワーアンプの非線形性の補正を適度に行うための前置歪関数  $h(x)$  を求める方法を示すフローチャートである。

【図 17】図 15 の分割部の出力波形を示す図である。

【図 18】ロールオフ係数 0.2 のルートレイズドコサインフィルタの特性図である。

【図 19】ルートレイズドコサインフィルタを通過したベースバンド信号波形を示す図である。

【図 20】前置歪部出力波形図である。

【図 21】前置位相回転部出力波形図である。

【図 22】パワーアンプ入力波形を、搬送波周波数を低くして示す図である。

【図 23】パワーアンプ出力波形図である。

【図 24】(1) 前置歪を全く行わなかった場合 ( $h = x$ )、(2)  $g(h(x))$  を直線化した場合、及び、(3) 図 16 の方法を用いて  $|IM(2)/IM(1)|$  を極小化した場合の前置歪関数  $h(x)$  をそれぞれ短い点線、長い点線及び実線で示す線図である。

【図 25】上記 (1) ~ (3) の場合におけるパワーアンプの出力振幅  $g(h(x))$  をそれぞれ短い点線、長い点線及び実線で示す線図である。

【図 26】相互変調波振幅  $x$  が  $2A |(\cos((\omega_1 - \omega_2)t/2))|$  であるときの、上記 (1) の場合におけるパワーアンプの出力振幅  $g(h(x))$  の線スペクトルを示す線図である。

【図 27】相互変調波振幅  $x$  が  $2A |(\cos((\omega_1 - \omega_2)t/2))|$  であるときの、上記 (2) の場合におけるパワーアンプの出力振幅  $g(h(x))$  の線スペクトルを示す線図である。

【図 28】相互変調波振幅  $x$  が  $2A |(\cos((\omega_1 - \omega_2)t/2))|$  であるときの、上記 (3) の場合におけるパワーアンプの出力振幅  $g(h(x))$  の線スペクトルを示す線図である。

【図 29】送信平均電力と隣接チャンネル電力比 ACPR との関係、上記 (1) ~ (3) の場合について示す線図である。

【図 30】従来の信号補正装置の一例を示す回路ブロック図である。

【符号の説明】

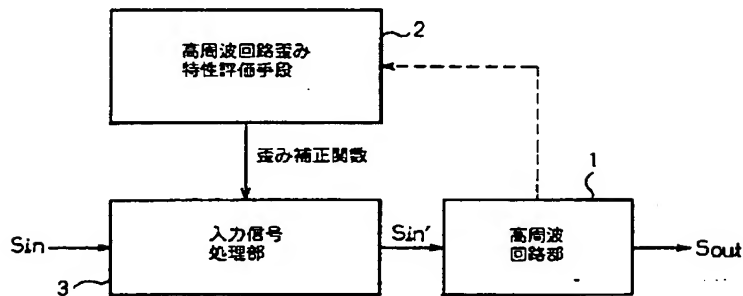
- 1 … 高周波回路部
- 2 … 高周波回路歪み特性評価手段
- 3 … 入力信号処理部
- 4 … CPU
- 5-1 … 第 1 の直交変調部
- 5-2 … 第 2 の直交変調部
- 5-3、5-4 … 共用直交変調部
- 6-1 … ローパス信号
- 6-2 … 抱絡線振幅関数生成部
- 6-3 … ローパスフィルタ
- 6-4 … 抱絡線位相関数生成部
- 6-5 … 振幅歪み成分増幅部
- 8 … コントローラ
- 11 … 補助増幅器
- 12 … 振幅歪み成分差引部
- 13 … 位相歪み補正信号増幅器
- 14 … 振幅歪み補正信号増幅器
- 15 … 振幅歪み・位相歪み補正信号加算部
- 20 … 位相歪み補正部 (ROT)
- 21 … 振幅歪み補正部
- 41 … 第 1 のローパス信号生成部
- 42 … 第 2 のローパス信号生成部
- 51 … 第 1 の同位相搬送波乗算部
- 52 … 第 1 の直角位相搬送波乗算部
- 53 … 第 1 の加算部
- 54 … 第 2 の同位相搬送波乗算部
- 55 … 第 2 の直角位相搬送波乗算部
- 56 … 第 2 の加算部
- 57 … 共用の同位相搬送波乗算部
- 58 … 共用の直角位相搬送波乗算部
- 59 … 共用の加算部
- 70 … 直交変調部
- 2A アンプ特性検出部
- 2B 歪補償データ作成部
- 4-1、4-2 ルートレイズドコサインフィルタ
- 7A DSP

- 1 0 パワーアンプ  
 2 2 前置位相回転部  
 2 4、2 5、9 3 D/A変換器  
 3 0 絶対値算出部  
 3 1、3 2 前置歪部  
 9 1 コサイン波生成回路  
 9 2 位相シフト回路  
 7 1 …同位相搬送波乗算部

- 7 2 …直角位相搬送波乗算部  
 7 3 …加算部  
 7 4 …狭帯域信号生成部  
 7 5 …前置増幅器  
 7 6 …主増幅器  
 8 0 …利得制御増幅器  
 8 1 …デジタル/アナログ変換部

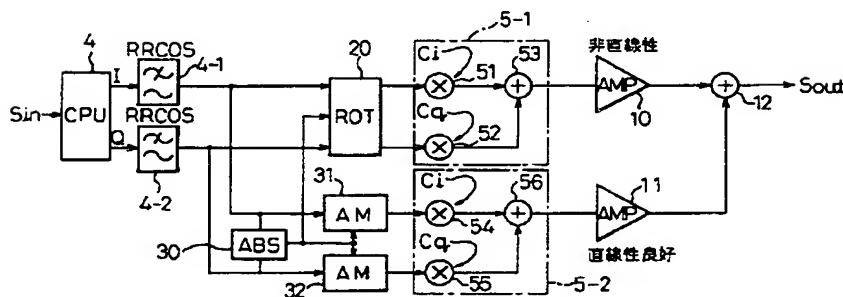
【図 1】

本発明の原理構成を示すブロック図



【図 2】

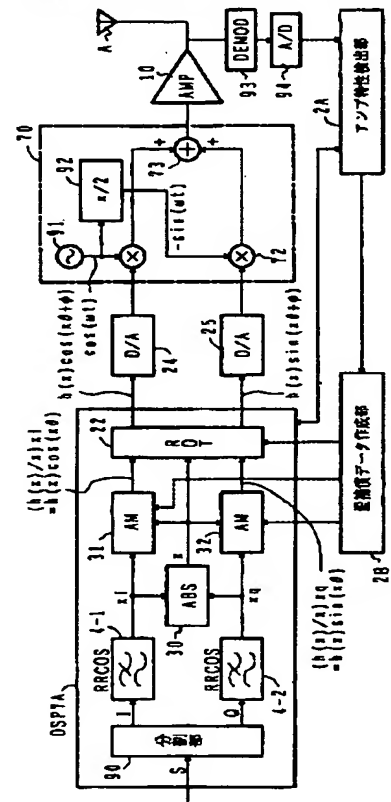
本発明の第 1 の実施例を示す回路ブロック図



- 4-1、4-2 …ローパス信号生成部  
 5-1、5-2 …直交変調部  
 10…主増幅器  
 11…補助増幅器  
 12…振幅歪み成分差引部  
 20…位相歪み補正部  
 30…複素数信号絶対値算出部  
 31、32…振幅歪み成分生成部

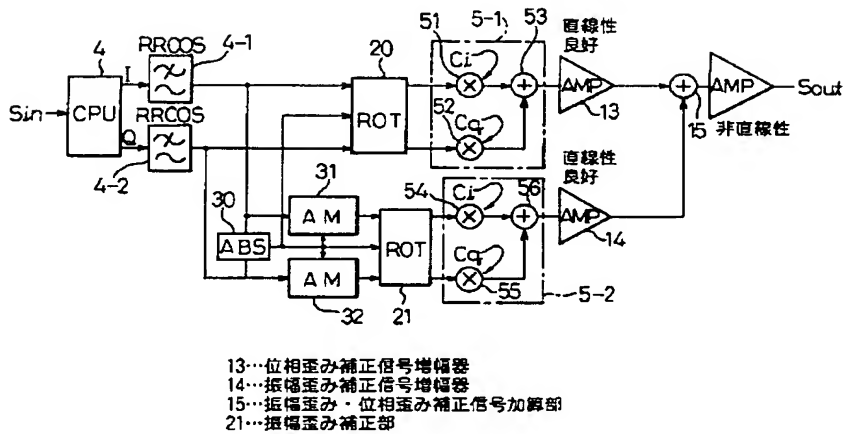
【図 15】

本発明の他の送信機を示すブロック図



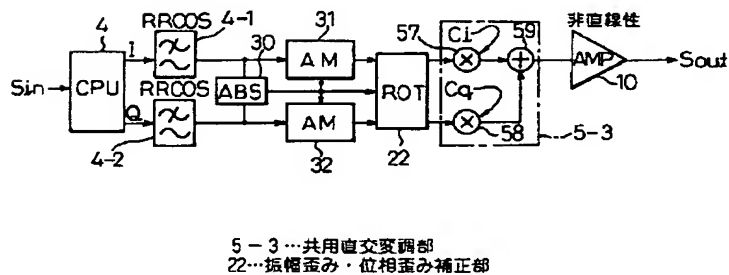
【図 3】

本発明の第 2 の実施例を示す回路ブロック図



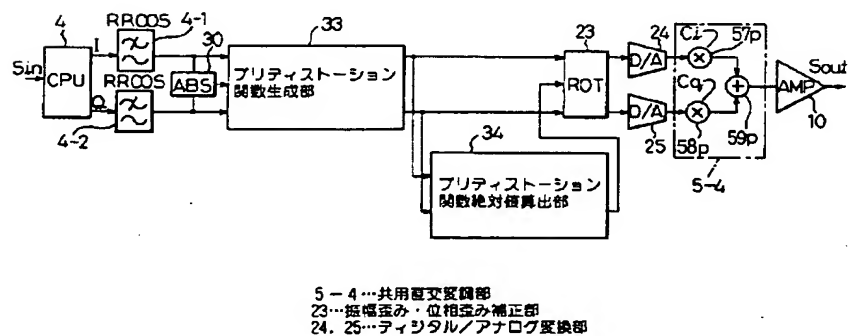
【図 4】

本発明の第 3 の実施例を示す回路ブロック図



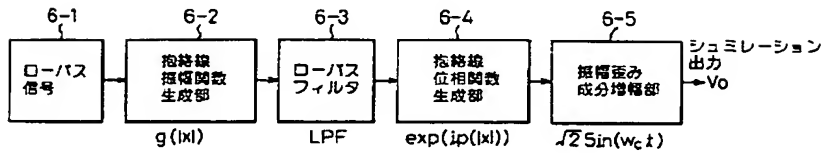
【図 5】

本発明の第 4 の実施例を示す回路ブロック図



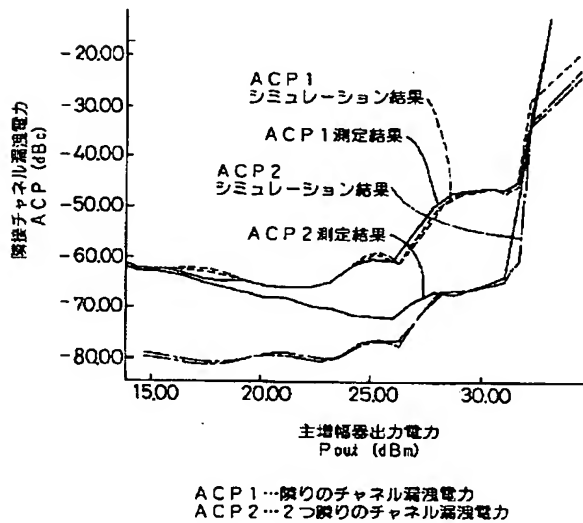
【図 6】

本発明の信号歪み補正方式を実現するためのローパスモデルを示すブロック図



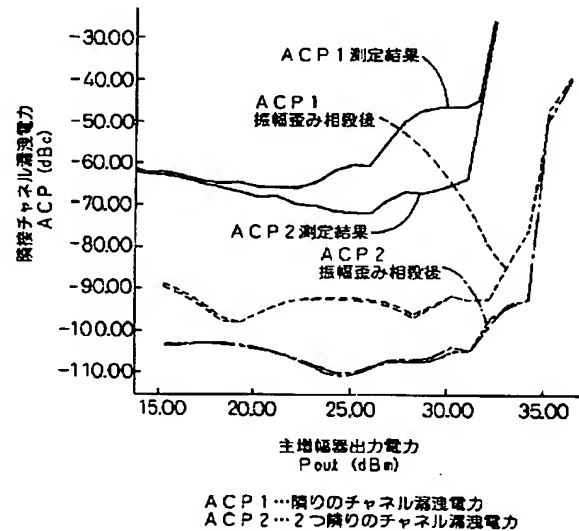
【図 7】

図 6 のローパスモデルによるシミュレーション結果を示すグラフ



【図 8】

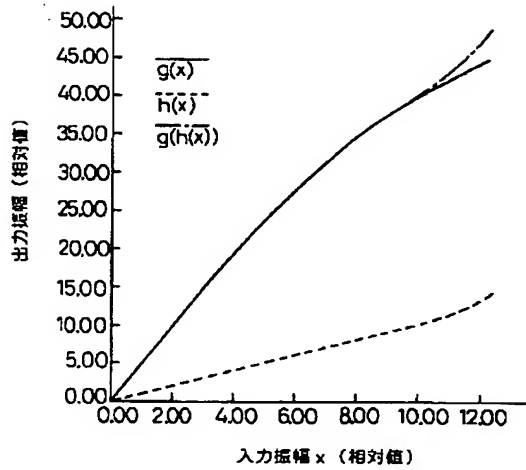
本発明の実施例による高周波領域での振幅歪みの相殺の様子を示すグラフ





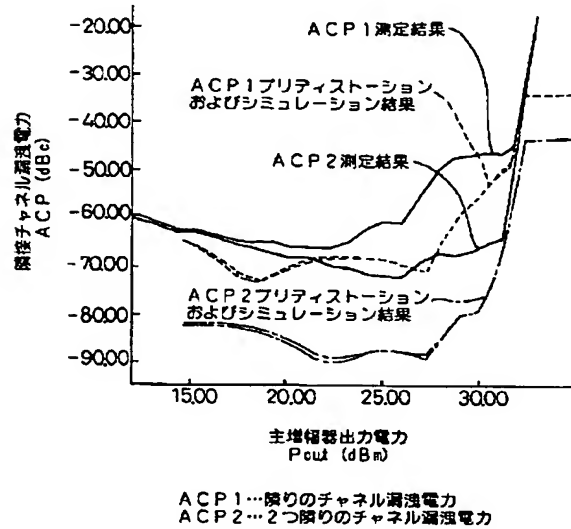
【図 9】

本発明の実施例にて使用されるプリティーストーション関数を示すグラフ



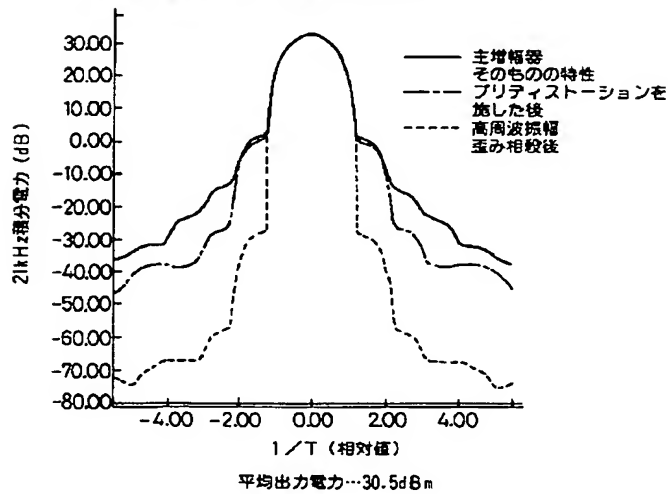
【図 10】

ベースバンド信号にプリティーストーションを施した場合のシミュレーション結果を示すグラフ



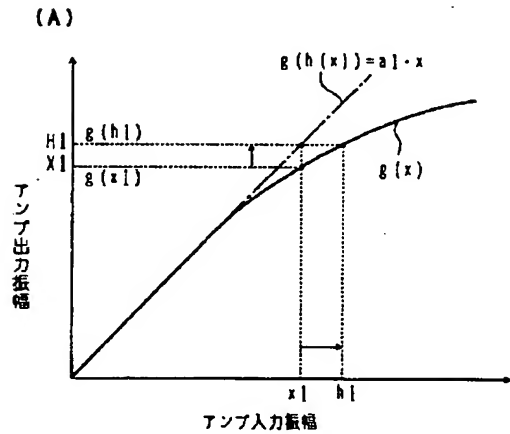
【図 11】

高周波振幅歪み相殺後、およびプリティーストーションを施した後のスペクトルの変化を示すグラフ



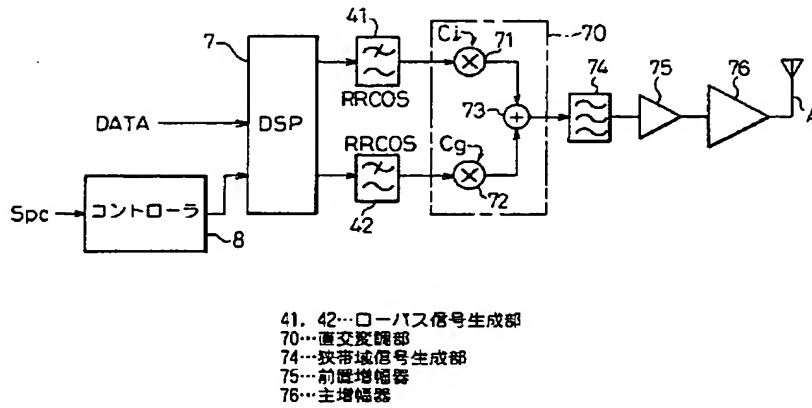
【図 14】

パワーアンプの歪補償説明図



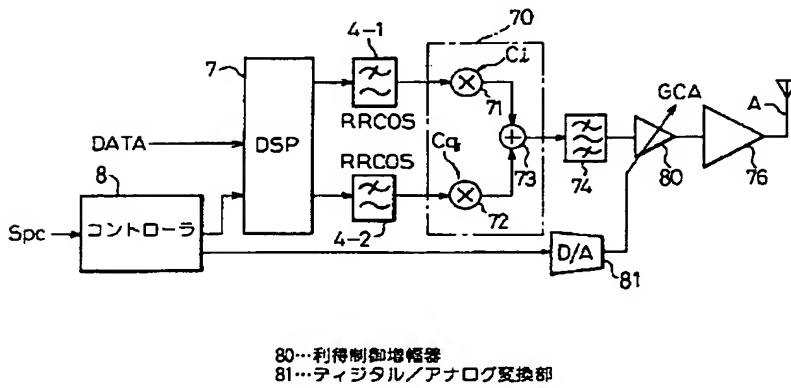
【図 1 2】

本発明の信号補正装置を備えた送信器の一例を示す回路ブロック図



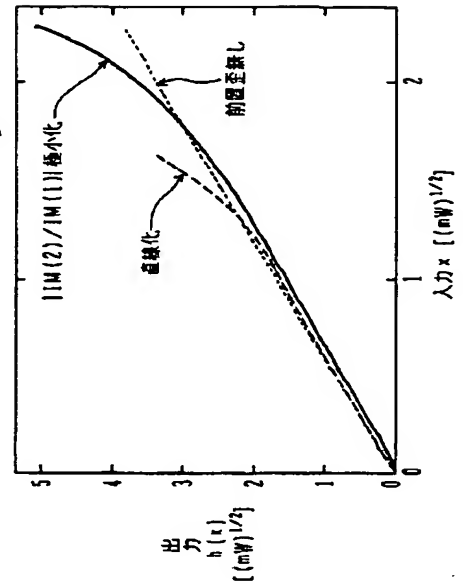
【図 1 3】

図12の送信器と比較するために提示された従来の送信器の一例を示すブロック図



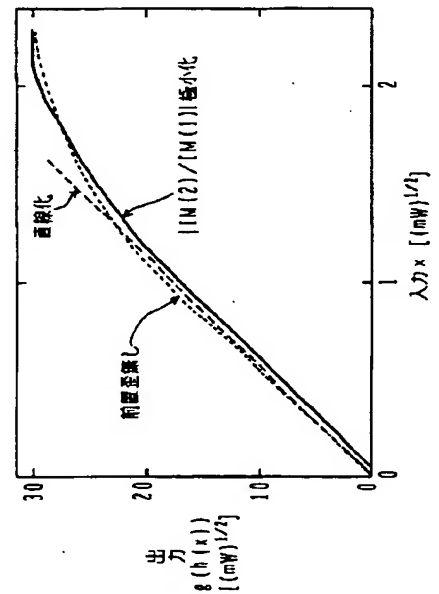
【図 2 4】

前置歪関数  $h(x)$  を示す線図



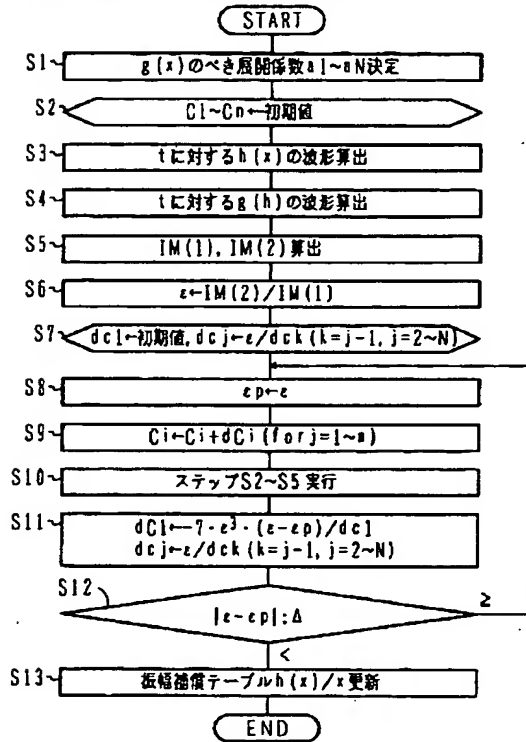
【図 2 5】

パワーアンプ出力振幅  $g(h(x))$  を示す線図



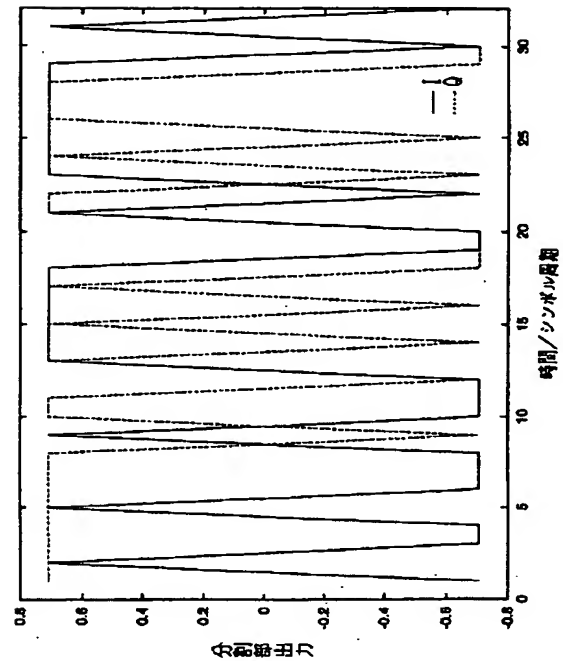
【図 16】

パワーアンプの非線形性の補正を適度に行うための  
前置歪関数 $h(x)$ を求める方法を示すフローチャート



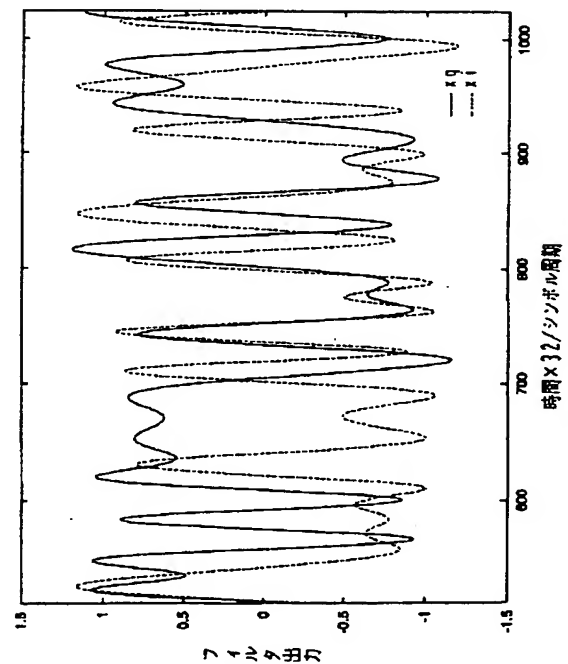
【図 17】

図 15 の分割率の出力波形図



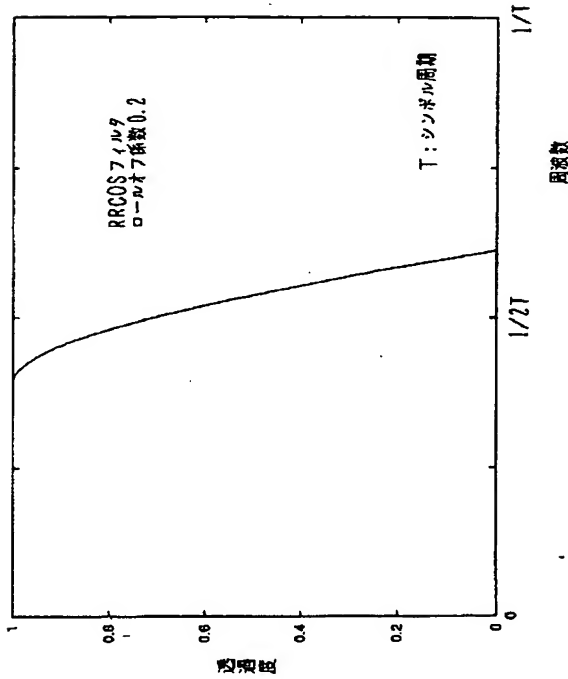
【図 19】

ルートレイズドコサインフィルタを通過した  
ベースバンド信号波形図



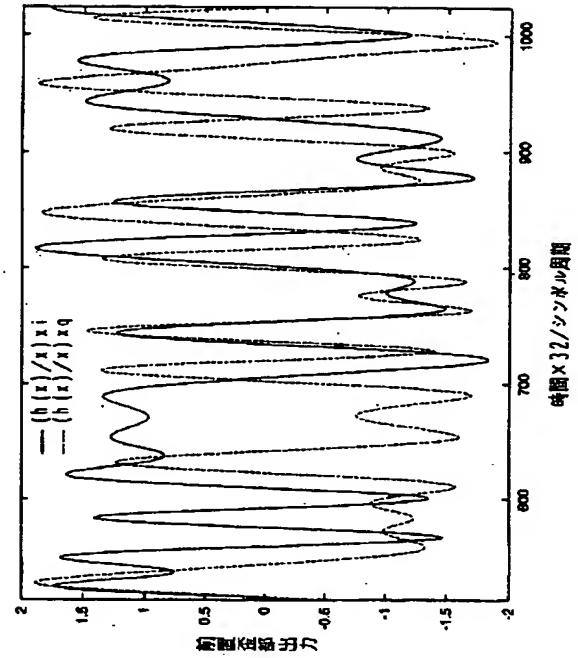
【図 18】

ルートレイズドコサインフィルタの特性図



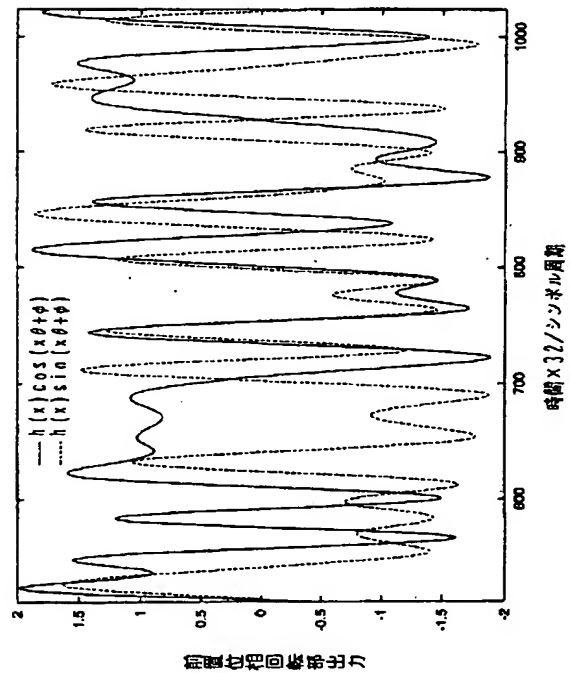
【図 20】

前置歪部出力波形図

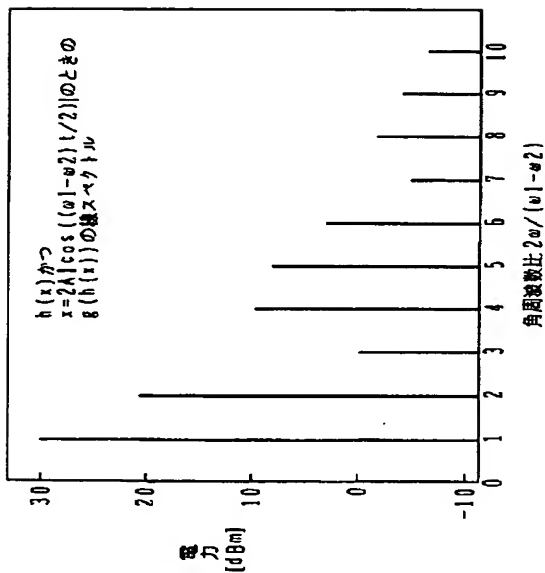


【図 21】

前置位相回転部出力波形図

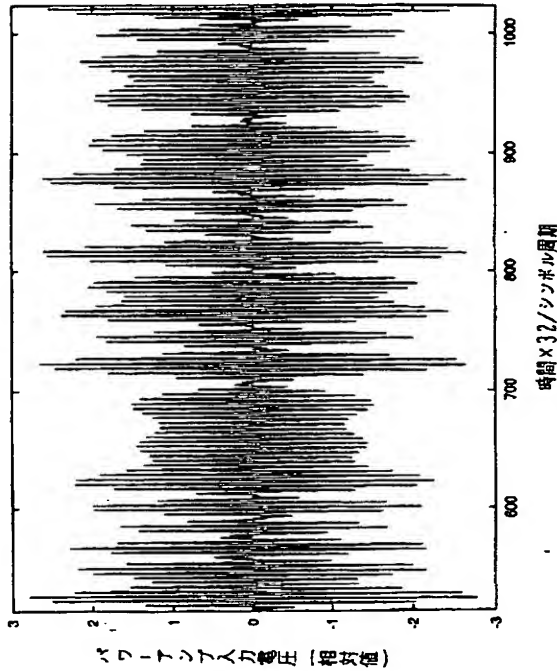


【図 26】

パワーアップ出力振幅 $g(h(x))$ の線スペクトル図

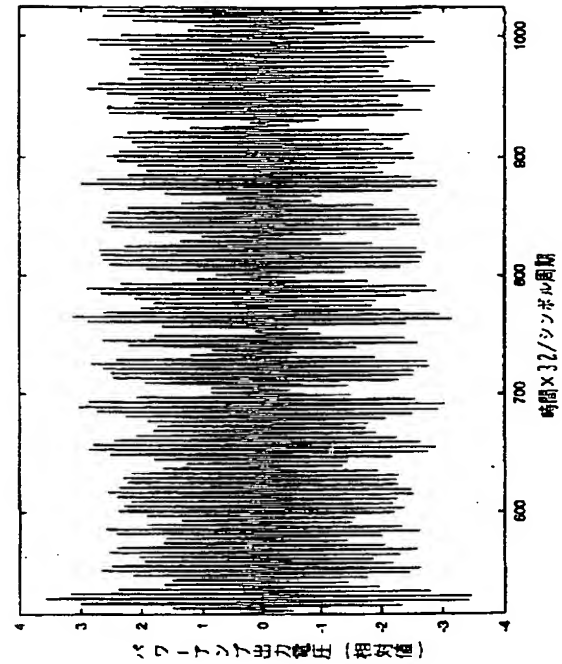
【図 22】

パワーアンプ入力波形を、搬送波周波数を低くして示す図



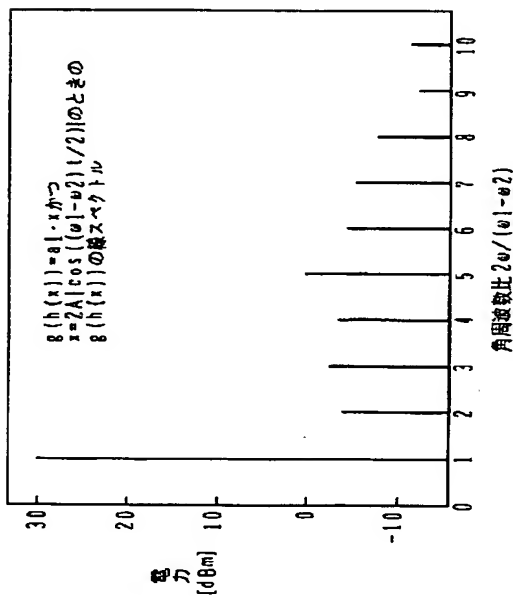
【図 23】

パワーアンプ出力波形図



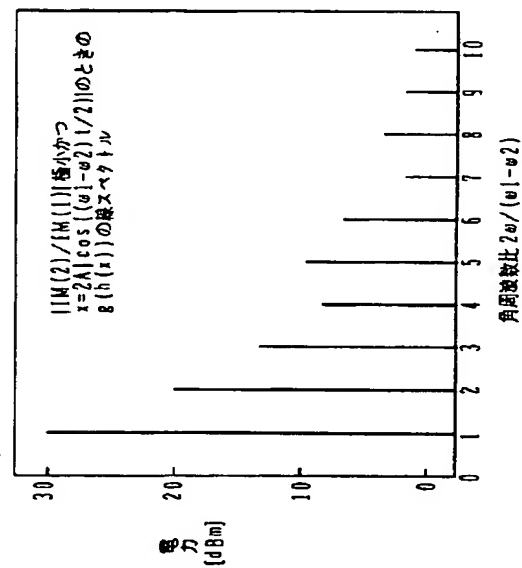
【図 27】

パワーアンプ出力振幅  $g(h(x))$  の線スペクトル図



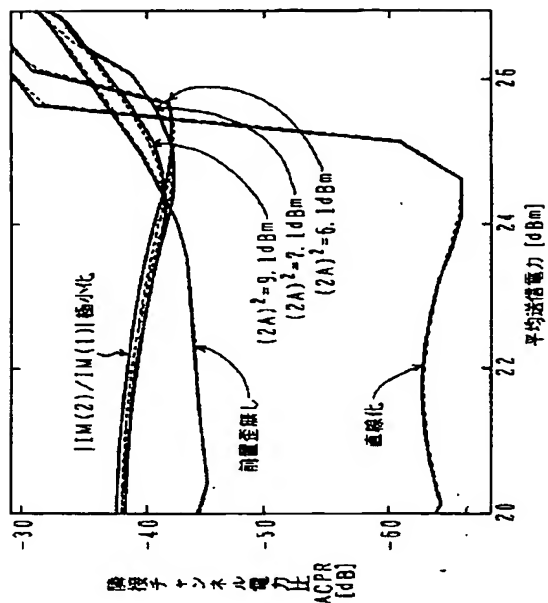
【図 28】

パワーアンプ出力振幅  $g(h(x))$  の線スペクトル図



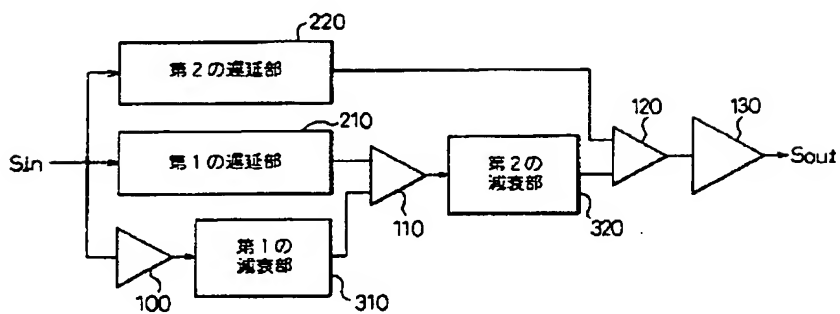
【図 2 9】

パワーアンプの出力の平均電力と隣接チャンネル電力比ACPRとの関係を示す線図



【図 3 0】

従来の信号補正装置の一例を示す回路ブロック図



100, 110, および 120 ... フィードフォワード用増幅器  
130 ... 主増幅器